



# ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА  
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ  
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ  
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ  
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ  
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

№4

2009



## Редакційна колегія

**Кириленко О.В.**, головний редактор, докт.техн.наук, академік НАН України, професор, директор, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-3610-7670>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/O-5750-2017>

**Буткевич О.Ф.**, докт.техн.наук, професор, головний науковий співробітник, заступник головного редактора, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-6613-0911>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/Q-6722-2017>

**Волков І.В.**, докт.техн.наук, професор, член-кореспондент НАН України, головний наук. співр., Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID : <http://orcid.org/0000-0002-0696-0382>  
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/P-2955-2017>

**Жаркін А.Ф.**, докт.техн.наук, професор, член-кореспондент НАН України, заст. директора, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID : <http://orcid.org/0000-0001-5996-0901>  
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/P-6937-2017>

**Кенсицький О.Г.**, докт.техн.наук, провідний наук. співр., Інститут електродинаміки НАН України, Україна,  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-2665-207X>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-2664-2017>

**Кондратенко І.П.**, докт.техн.наук, член-кореспондент НАН України, зав. відділу, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-1914-1383>  
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/O-4479-2017>

**Кузнецов В.Г.**, докт.техн.наук, член-кореспондент НАН України, головний науковий співр., Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-5399-2942>  
ResercherID: <http://www.researcherid.com/rid/R-8075-2017>

**Липківський К.О.**, докт. техн. наук, професор, провідний науковий співробітник, заступник головного редактора, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-3292-1360>  
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/P-9697-2016>

**Мазуренко Л.І.**, докт.техн.наук, професор, зав. відділу, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-7059-249X>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-1479-2017>

**Мислович М.В.**, докт.техн.наук, професор, зав. відділу, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-6245-7917>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-8217-2017>

**Михальський В.М.**, докт.техн.наук, професор, член-кореспондент НАН України, зав. відділу, Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-8251-3111>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/O-5200-2017>

**Стогній Б.С.**, докт.техн.наук, академік НАН України, головний науковий співр., Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-9651-4177>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-2687-2017>

**Шаповал І.А.**, докт.техн.наук, заст. директора з наукової роботи,  
Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-9107-5061>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/J-9749-2013>

**Шидловський А.К.**, докт.техн.наук, академік НАН України, головний науковий співр.,  
Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-7643-365X>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-7829-2017>

**Шидловська Н.А.**, докт.техн.наук, член-кореспондент НАН України, головний науковий співр.,  
Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-9907-7416>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-7754-2017>

**Щерба А.А.**, докт.техн.наук, член-кореспондент НАН України, зав. відділу,  
Інститут електродинаміки НАН України; Україна;  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-0200-369X>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/N-8710-2015>

**Юрченко О.М.**, докт.техн.наук, зав. відділу, Інститут електродинаміки НАН України, Україна;  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-2107-2308>  
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/P-3785-2015>

**Городжа Л.В.**, канд.техн.наук, старш. наук. співр., **відповідальний секретар**,  
Інститут електродинаміки НАН України, Україна  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-2501-8050>  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/R-5161-2017>

#### Міжнародна редакційна рада

**Kyrylenko O.V.**, **Editor-in-Chief**, Member of NAS Ukraine, Institute of Electroynamics of NAS Ukraine, Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-3610-7670> ,  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/O-5750-2017>

**Clare Jon C.**, Professor, The University of Nottingham, United Kingdom  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-8243-4280>  
Scopus ID: <https://www.scopus.com/authid/detail.uri?authorId=7006621743>

**Kharitonov S.O.**, Professor, Novosibirsk State Technical University, Russia  
ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0001-6483-9460>

**Hubanski S.**, Professor, Chalmers University of Technology, Sweden  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-4173-5631>

**Kulyk M.M.**, Member of NAS Ukraine, Institute of General Energy of NAS Ukraine, Ukraine  
ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-5582-7027>

**Oleshchuk V.**, Professor, Institute of Power Engineering of AS Moldova, Chisinau, Republic of Moldova;  
Scopus ID: <https://www.scopus.com/authid/detail.uri?authorId=6701552532>

**Peresada S.M.**, Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-8948-722X>

**Pivniak H.H.**, Member of NAS Ukraine, National Mining University, Dnipropetrovsk, Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-8462-2995>

**Reztsov V.F.**, Corresponding Member of NAS Ukraine, Institute for Renewable Energy of NAS Ukraine, Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-8431-3968>

**Rozov V.Yu.**, Corresponding Member of NAS Ukraine,  
State Institution "Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS Ukraine, Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-7265-2030>

**Rossi C.**, Professor, The University of Bologna, Italy  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-6263-265X>

**Sokol Ye.I.**, Corresponding Member of NAS Ukraine,  
National Technical University "Kharkiv Polytechnical Institute", Ukraine;  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-1960-3445>

**Stakhiv P.H.**, Professor, National University "Lviv Polytechnica", Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-5263-0747> ,  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/P-2078-2017>

**Strzelecki R.**, Professor, Gdansk University of Technology, Poland  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0001-9437-9450> ,  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/C-3238-2018>

**Zagirnyak M.V.**, Professor, The Kremenchuk M.Ostrogradskyi National University, Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0003-4700-0967> ,  
Researcher ID: <http://www.researcherid.com/rid/F-3416-2017>

**Zhuikov V.Ya.**, Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytecnic Institute", Ukraine  
ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-3338-2426> ,  
ResearcherID: <http://www.researcherid.com/rid/J-2936-2017>

**Адреса редакції:**  
**03057, м.Київ, проспект Перемоги,56**  
**Інститут електродинаміки НАН України**  
**Тел. (044) 366 26 57**  
**E-mail: [ted@ied.org.ua](mailto:ted@ied.org.ua)**



## ЗМІСТ

**Теоретична електротехніка та електрофізика**

СПИРИН В.М. Устойчивость высокочастотной электрической дуги переменного тока .....3

**Перетворення параметрів електричної енергії**

ЛИПКОВСКИЙ К.А., РУДЕНКО Ю.В. Особенности внешней характеристики секционированного стабилизированного источника электропитания .....7

САРАТОВСКИЙ Р.Н. Источник неизменного тока для питания установок индукционного нагрева ..... 12

**Електромеханічне перетворення енергії**

АНТОНОВ А.Е., КИРИК В.В. Интеллектуальная система регулирования скорости вращения ротора бесконтактного магнитоэлектрического двигателя ..... 16

СТАХІВ П.Г., СЕЛЕПИНА Й.Р. Макромоделирование элементов системы электропривода на примере асинхронного двигателя с диодным мостом у колі статора ..... 19

ЗИНЧЕНКО Е.Е. Математическая модель вентильного индукторно-реактивного двигателя, питающегося от выпрямителя..... 23

ЦИГАНКОВА ГА. Математичне моделювання магнітного поля в електродинамометрі для розрахунку струмів у роторі дископодібної форми ..... 28

ГАВРИЛЮК Р.Б. Структурне проектування симетричних трифазних двошарових схем обмоток з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 14:5..... 35

МАЛЯР А.В. Алгоритм розрахунку стаціонарних режимів електропривода штангових нафтовидобувних установок ..... 40

**Електроенергетичні системи та установки**

СТОГНИЙ Б.С., ТАНКЕВИЧ Е.Н., ЯКОВЛЕВА И.В., БАРСКИЙ Г.М. Высоковольтные измерительные комплексы электроэнергии с автоматической коррекцией погрешностей ..... 45

ДАНИЛЮК О.В., КОЗОВИЙ А.Б., ШВЕЦЬ М.М., МЕЛЬНИК І.Р. Нейроматематичне еквівалентування нетелемеханізованих фрагментів для задач оперативної оптимізації режимів електричних мереж ..... 51

АНДРИЕНКО П.Д., БЕЗУГЛЫЙ С.Л., ЗЕМЛЯНСКИЙ В.В., КРАЖАН В.С., ЧЕПКУНОВ А.И. Результаты опытно-промышленной эксплуатации высоковольтного преобразователя частоты на аммиакопроводе "Тольятти-Одесса" ..... 58

**Електротехнологічні комплекси та системи**

КАРЛОВ А.Н., КОНДРАТЕНКО И.П.; РАЩЕПКИН А.П. Расчет электромагнитного поля в цилиндрическом кристаллизаторе многообмоточного электромагнитного перемешивателя жидкого металла ..... 61

**Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці**

ВАСИЛЕНКО А.Д., МЕЛЬНИК В.Т., НОВИК А.И., РУБАНЧУК М.Л. Стабилизация чувствительности дифференциальных кондуктометрических биосенсорных преобразователей ..... 66

МИХАЛЬ А.А. Метод половинных сечений для контроля погрешности линейности прецизионных термометрических мостов ..... 71

ПРОНЗЕЛЕВА С.Ю. Прецизійні стабілізатори амплітуди синусоїдального сигналу ..... 75

## CONTENTS

**Theoretical electrical engineering and electrophysics**

SPIRIN V.M. Stability of a high-frequency electric arc of alternating current ..... 3

**Conversion of electric energy parameters**

LYPKIVSKY K.A., RUDENKO Yu.V. Particular features of the external characteristic of the divided stabilized power supply ..... 7

SARATOVSKY R.N. A parametric current stabilizer ..... 12

**Electromechanical energy conversion**

ANTONOV A.E., KIRIK V.V. The intellectual system of rotation speed adjustment of a rotor of a non-invasive electro-magnetic engine..... 16

STAKHIV P.G., SELEPINA I.R. Macromodeling of elements of a system of electric drive on the example of an asynchronous motor with a diode bridge in a stator circuit ..... 19

ZINCHENKO E.E. A mathematical model of a rectifier feeding valve inductor-jet engine ..... 23

TSYGANKOVA G.A. Mathematical simulation of a magnetic field in an electro-dynamometer for computation of currents in a discoid rotor ..... 28

GAVRILIUK R.B. Structural designing of symmetric three-phase double-speed circuits of windings with switching of a number of pole pairs in correlation 4:5 ..... 35

MALYAR A.V. An algorithm of computation of steady-state modes of an electric drive of rod oil-producing plants ..... 40

**Electric power systems and installations**

STOGNIY B.S., TANKEVICH E.N., YAKOVLEVA I.V., VARSKY G.M. High-voltage measuring complexes of electric power with automatic correction of errors ..... 45

DANILYUK O.V., KOZOVY A.B., SHVETS M.M., MELNYK I.R. Neuromathematical equivalenting of nontelemechanical fragments for the tasks of operative optimization of the modes of electric networks ..... 51

ANDRIENKO P.D., BEZUGLY S.L., ZEMUANSKY V.V., KRAZHAN V.S., TCHEPKUNOV A.I. The results of experimental-industrial operation of a high-voltage frequency transformer at the ammonia pipe line "Toljatti - Odessa" ..... 58

**Electrotechnological systems**

KARLOV A.N., KGNDRATENKO I.P., RASHEPKIN A.P. Computation of an electromagnetic field in a cylindrical crystallizer of a multi-winding electromagnetic mixer of liquid metal ..... 61

**Information measuring systems in power engineering**

VASILENKO A.D., MELNIK V.G., NOVIK A.I., RUBANCHUK M.P. Stabilization of sensitivity of differential conductive biosensor transformers ..... 66

MIKHAL A.A. Method of half sections for linearity error control of precision thermometric bridges ..... 71

PRONZELEVA S.Yu. Comparative analysis of static characteristics of precision sources of variable signals ..... 75

**Abstracts**

Науковий редактор К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ

Редактор Т.І.МАЙБОРОДА

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 7 від 16.06.2009 р. Підписано до друку 21.06.2009. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 10,1. Тираж 300 прим. Зам. 15. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

Поліграфічна дільниця Інституту електродинаміки НАН України 03057, м. Київ, пр. Перемоги, 56.



УДК 621.387.1

В.М. СПИРИН, канд.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев)

**Устойчивость высокочастотной электрической дуги переменного тока**

*Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований индуктивной цепи с высокочастотной электрической дугой. Определен критерий гашения дуги в индуктивной цепи с синусоидальным высокочастотным током. Установлено достаточное условие устойчивого горения высокочастотной дуги при переходе тока через нуль.*

*Наведено результати теоретичних та експериментальних досліджень індуктивного ланцюга з високочастотною електричною дугою. Визначено критерій гасіння дуги в індуктивному ланцюзі з синусоїдальним високочастотним струмом. Встановлено достатнє умову стійкого горіння високочастотної дуги при проходженні струму через нуль.*

С каждым годом растет количество пускорегулирующих аппаратов (ПРА) для газоразрядных ламп высокого давления, используемых для наружного освещения, освещения промышленных помещений. В некоторых странах на освещение расходуется более 15% всей производимой электроэнергии.

Построение электромагнитных и электронных ПРА предполагает включение последовательно с газоразрядной лампой индуктивности определенной величины. В электромагнитных ПРА газоразрядные лампы питаются переменным током с частотой 50 Гц, в электронных ПРА — с частотой 30–40 кГц. В обоих случаях газоразрядную лампу можно считать эквивалентом дуговой нагрузки переменного тока соответствующей частоты.

Анализ существования и устойчивости стационарных режимов в индуктивной цепи переменного тока высокой частоты с электрической дугой является актуальной задачей, решение которой позволит оптимизировать параметры электронных ПРА и повысить их технико-экономические показатели.

Исследования электрической дуги переменного тока отражены во многих работах [3,5,6,7,8,9]. Особо следует выделить работу [3], в которой определялись критерии устойчивости стационарных режимов в индуктивной цепи с низкочастотной электрической дугой и критерии гашения дуги на основании уравнения динамики цилиндрического ствoла дуги фиксированной длины, стабилизированной стенками канала, [4]

$$G^{-1} dG/dt = [(1+k)\Theta]^{-1} (u^{k+1} i^{1-k} / P_k - 1)$$

или

$$\Theta d(G^{1+k})/dt + (G^{1+k}) = i^2 P_k^{-1}, \quad (1)$$

где  $G=i/u$  — проводимость дуги;  $i$  — ток в дуге;  $u$  — напряжение на ней;  $k$  — показатель нелинейности вольтамперной характеристики дуги;  $P_k$  — константа при фиксированном  $k$ , определяемая формой температурного профиля дуги;  $\Theta$  — постоянная времени, характеризующая тепловую инерционность дуги ( $\Theta \approx \rho C_p d^2 / \lambda$ , где  $\rho, \lambda, C_p$  — соответственно плотность, теплоемкость и теплопроводность плазмы,  $d$  — диаметр ствoла дуги).

Для определения стационарных режимов в индуктивной цепи с дугой в [3] рассматривалась цепь, состоящая из источника гармонической ЭДС  $e = E_m \sin(\omega t)$ , индуктивности  $L$ , дуги и сопротивления  $R_b$ , которое определяет активные потери в цепи. Из уравнения (1) при  $k = 0$  получается уравнение Майра [12], при  $k = 1$  — уравнение Касси [11].

Решение уравнения (1), линейного относительно степенного комплекса проводимости дуги ( $G^{1+k}$ ), позволило получить вольтамперные характеристики (ВАХ) дуги для первых гармоник

$$U = P_k^{1+k} / I^{(1-k)/(1+k)} \quad (2)$$

и среднеквадратичное сопротивление дуги

$$R(I) = (P_k / I^2)^{1/(1+k)}, \quad (3)$$

где  $I$  — действующее значение тока дуги  $i = I_m \sin \omega t$ .

При предположении синусоидальности тока в дуге  $i = I_m \sin(\omega t - \gamma)$  в [3] были получены критерии,

являющиеся необходимыми условиями устойчивости стационарных режимов в индуктивной цепи с дугой

$$\begin{aligned} [R_n + R(I_0)] + [R_n + (dU/dI)|_{I=I_0}] > 0; \\ [R_n + R(I_0)] [R_n + (dU/dI)|_{I=I_0}] + (\omega L)^2 > 0, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $I_0$  — действующее значение тока дуги в стационарном режиме в точках равновесия.

Оба критерия удовлетворяются на возрастающих участках ВАХ дуги  $U(I)$ . Первый критерий практически всегда удовлетворяется и на падающих участках ВАХ, ибо, как следует из (2) и (3), при  $0 < k < 1$   $|dU/dI| < (U/I) = R(I)$ . В предельном случае при  $k=0$ , когда  $|dU/dI| = (U/I)$ , он удовлетворяется при сколь угодно малом сопротивлении  $R_n$ . Таким образом, существенным является второй критерий устойчивости (4). При пренебрежении активными потерями в цепи ( $R_n=0$ ) для падающих участков ВАХ дуги он может быть записан в виде

$$\omega L > \left[ \left( -dU/dI \right) (U/I) \right]^{0,5} \Big|_{I=I_0},$$

или, учитывая (2) и (3),

$$\omega L > \left( \frac{1-k}{1+k} \right)^{0,5} R(I_0), \quad (5)$$

В частности, для модели Майра ( $k=0$ ), когда  $dU/dI = -R(I)$ , критерий устойчивости имеет особенно простой вид

$$\omega L > R(I_0). \quad (6)$$

Неравенство (5) получено при малых отклонениях тока от стационарного режима. Определение понятия малых отклонений тока и их количественных характеристик дано в работе [10]. Под малыми отклонениями тока принято понимать условие  $|\Delta| \ll 1$ , где  $\Delta = (I_m/I_1) \text{sign } \Psi(t)$  — относительное отклонение тока дуги вида  $i(t) = I_1 + I_m \Psi(t)$ . Здесь  $I_1$  — ток статического состояния дуги [7,8];  $I_m$  — амплитуда возмущения, функция  $\Psi(t)$  нормирована и задает вид возмущения. Для периодических возмущений условие линеаризации имеет вид  $|\Delta|/\omega\Theta \ll \pi^{-1}$ .

Выполнение последнего условия позволяет пользоваться неравенством (5).

В работе [3] также получен критерий гашения дуги при  $2\omega\Theta \ll 1$  на основании уравнения динамики цилиндрического створа дуги и эквивалентной схемы индуктивной цепи с источником тока электрической дуги (рис. 1)

$$\omega L < R(I_0) \left[ \sqrt{2} (2\omega\Theta)^{(1-k)/(1+k)} \right]^{-1},$$

и, в частности, при  $k=0$

$$\omega L < R(I_0) (2\sqrt{2} \omega\Theta)^{-1}. \quad (7)$$

Последнее неравенство является достаточным условием гашения при переходе тока через нуль.

На рис. 1  $Z_{ш}(p)$  — комплексное операторное сопротивление цепи, шунтирующей дуговой промежуток, которая может содержать линейные элементы  $R_{ш}, L_{ш}, C_{ш}$ .

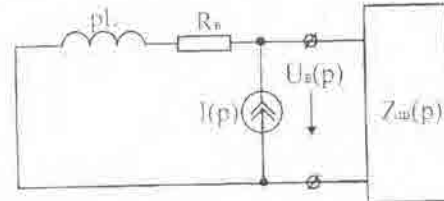


Рис. 1

Из сравнения критерия гашения (7) и критерия устойчивости (6) для модели Майра ( $k=0$ ) видно, что соблюдение условия устойчивости (6) при  $2\omega\Theta \ll 1$  недостаточно для обеспечения непрерывного горения дуги. Действительно, чтобы дуга не гасла при переходе тока через нуль, необходимо, чтобы удовлетворялось, по крайней мере, обратное (7) неравенство

$$\omega L > R(I_0) (2\sqrt{2} \omega\Theta)^{-1}. \quad (8)$$

Неравенство (7) в отличие от неравенства (5) зависит от величины постоянной времени дуги  $\Theta$ , которая задается параметрами и тепловыми процессами в дуге. В соответствии с данными, приведенными в работе [2], постоянная времени электрической дуги в газоразрядной лампе высокого давления ДНАТ-150, определяемая как  $\Theta = L_{ш}/R_{ш}$ , изменяется в пределах  $\Theta = (0,376 - 2,37) 10^{-3}$  с.

Неравенство (5) является необходимым условием устойчивости стационарного режима в индуктивной цепи переменного тока с дугой как при  $2\omega\Theta \gg 1$ , так и при  $2\omega\Theta \ll 1$ . Однако в последнем случае должно выполняться более строгое неравенство (8), являющееся достаточным условием устойчивости. Поэтому для повышенных частот целесообразно определить достаточное условие, при котором электрическая дуга переменного тока гасла бы при переходе через нуль, а обратное этому условию выражение можно рассматривать как достаточное условие устойчивости стационарного режима в индуктивной цепи переменного тока с дугой.

Воспользуемся для определения условия гашения дуги обобщенным критерием  $A_1$ , полученным в [3],

$$\begin{aligned} A_1 = \text{Re } s \Big|_{p=\lambda_1} L \{ G^{k-1}(t) \} = \\ = G^{k-1}(I_0, 0) - \frac{1-k}{1+k} \frac{1}{\Theta P_k} \left[ U_B(p) \otimes U_B(p) \right] \Big|_{p=\lambda_1} > 0, \end{aligned} \quad (9)$$



где  $\lambda_1 = \frac{1-k}{1+k} \frac{1}{\Theta}$ ,  $[U_B(p) \otimes U_B(p)]$  — комплексная свертка изображений восстанавливающего напряжения на дуговом промежутке.

При определении критерия гашения при  $\Theta \ll 0,5T$  ( $2\omega\Theta \ll 1$ ) в [3] вблизи нуля синусоидального тока  $i(t) = I_m \sin \omega t$  этот ток заменялся линейной функцией

$$i(t) = \left( \frac{di}{dt} \right) \Big|_{t=0} \cdot t = \omega I_m t,$$

так как достаточно знать характер изменения остаточной проводимости в течение интервала времени порядка нескольких  $\Theta$ . При высокой же частоте  $\Theta = 2 \cdot 10^{-3} > 0,5T = 1,25 \cdot 10^{-5}$  выражение для синусоидального тока  $i(t) = I_m \sin \omega t$  нет смысла заменять иной функцией, поэтому его операторное изображение имеет вид

$$I(p) = I_m \omega / (p^2 + \omega^2).$$

Изображение для восстанавливающего напряжения на дуговом промежутке при пренебрежении пунтирующим действием остаточной проводимости дуги имеет вид

$$U_B(p) = Z_{BX}(p) \cdot I(p),$$

где  $Z_{BX}(p) = pL$  — входное операторное сопротивление цепи по отношению к дуговому промежутку. Изображение восстанавливающего напряжения представим в таком виде

$$U_B(p) = I_m \omega p L (p^2 + \omega^2)^{-1}.$$

Комплексную свертку функции  $U_B(p) = A(p)/B(p)$  определяем по следующей формуле [1]:

$$L\{u_B^2(t)\} = U_B(p) \otimes U_B(p) = \sum_{k=1}^q \frac{A(p_k)}{B'(p_k)} \cdot \frac{A(p-p_k)}{B(p-p_k)}.$$

В результате вычислений получаем

$$U_B(p) \otimes U_B(p) = \frac{(p^2 + 2\omega^2)}{p(p^2 + 4\omega^2)} I_m^2 \omega^2 L^2. \quad (10)$$

Значение остаточной проводимости дуги в момент перехода тока через нуль  $G(I_0, 0)$  равно

$$G(I_0, 0) = G(I_0) \left[ \frac{(2\omega\Theta)^2}{1 + (2\omega\Theta)^2} \right]^{1/(1+k)}.$$

При  $2\omega\Theta \gg 1$   $G(I_0, 0) = G(I_0)$  и равно средней проводимости при токе  $I_0$

$$G(I_0) = \left( I_0^2 / P_k \right)^{1/(1+k)}, \quad (11)$$

где средняя проводимость  $G(I) = [R(I)]^{-1}$ , а  $R(I)$  определяется уравнением (3).

Подставляя уравнения (10) и (11) в неравенство (9), получим

$$A_1 = \text{Re} s \Big|_{p=\lambda_1} L\{G^{k-1}(t)\} = \left( I_0^2 / P_k \right)^{\frac{1-k}{1+k}} \frac{1-k}{1+k} \frac{1}{\Theta P_k} \frac{I_m^2 \omega^2 L^2 (p^2 + 2\omega^2)}{p(p^2 + 4\omega^2)} > 0.$$

После преобразований с учетом (3) и того, что  $I_0 = I_m / \sqrt{2}$ , получим условие гашения электрической дуги при высокочастотном токе ( $2\omega\Theta > 1$ )

$$\omega L < R(I_0). \quad (12)$$

Из сравнения критерия устойчивости (5) и критерия гашения (12) видно, что условие (5) недостаточно для обеспечения непрерывного горения дуги. На рис. 2 показаны зависимости  $\omega L / R(I) = [(1-k)/(1+k)]^{0,5}$  и  $\omega L / R(I) = 1$ . Чтобы дуга не гасла при прохождении тока через нуль, должно удовлетворяться неравенство  $\omega L > R(I_0)$ , обратное (12).

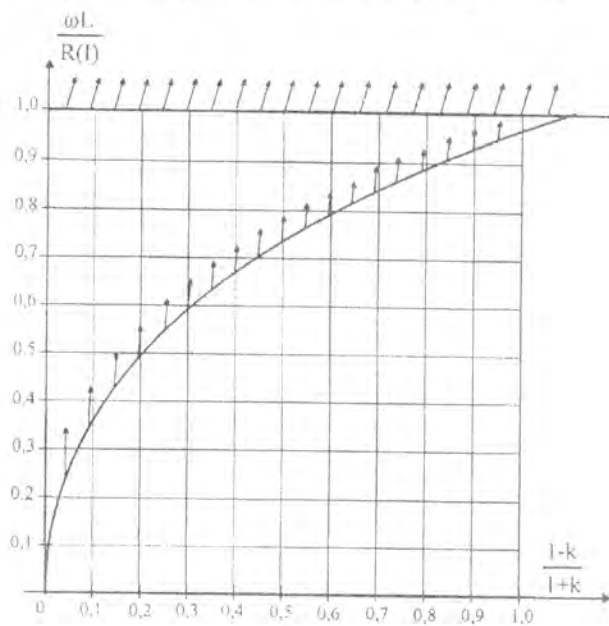


Рис. 2

В качестве иллюстрации на рис. 3 показана нагрузочная характеристика источника питания фирмы "Cisnetcom" (Италия) с газоразрядной натриевой лампой ДНАТ-150, а на рис. 4 — временные зависимости напряжения на этой лампе (кривая 1) и тока через лампу (кривая 2) для точки А на нагрузочной характеристике источника питания (рис. 3). Измеренные среднеквадратичные значения напряжения и тока лампы ДНАТ-150 в этой

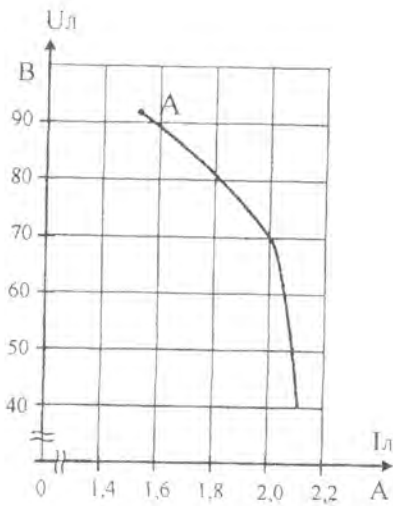


Рис. 3

точке соответственно равны:  $U_{л} = 91,6$  В,  $I_{л} = 1,54$  А.

Как видно из рис. 4, между напряжением и током лампы нет сдвига фаз, следовательно, активное сопротивление в точке А вольтамперной характеристики определяется действующими значениями напряжения  $U = 91,6$  В и тока  $I = 1,54$  А и

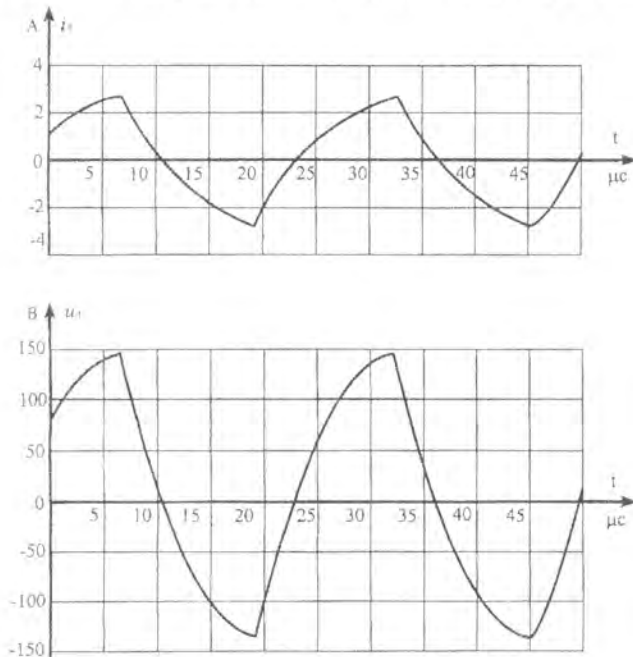


Рис. 4

равно  $R = 59,48$  Ом. Используя неравенство  $\omega L > R(I_0)$ , можно определить величину индуктивности, которая обеспечит устойчивое горение дуги:  $L > 246$   $\mu$ Гн при номинальной частоте тока источника питания  $f = 38,46$  кГц. Вольтамперная характеристика источника питания "Cisnetcom" снята при величине индуктивности, включенной последовательно с лампой, равной  $L = 390$   $\mu$ Гн, что

обеспечивает достаточный запас устойчивости. Это подтверждается и результатами эксплуатации источника питания "Cisnetcom" с газоразрядными натриевыми лампами ДНАТ-150, OSRAM-150.

Таким образом, на основании уравнения динамики цилиндрического ствола дуги фиксированной длины, стабилизированной стенками канала, определен критерий гашения дуги в индуктивной цепи с синусоидальным высокочастотным током ( $2\omega\Theta \gg 1$ ). Неравенство  $\omega L > R(I_0)$  является достаточным условием устойчивого горения дуги при переходе тока через нуль, что подтверждается экспериментальными и эксплуатационными результатами работы источников питания фирмы "Cisnetcom" (Италия) с газоразрядными натриевыми лампами ДНАТ-150 и OSRAM-150.

1. Гарднер М.Ф., Бэрис Дж.Л. Переходные процессы в линейных системах. — М.: Физматгиз, 1961. — 551 с.

2. Говоров Ф.П., Говоров В.Ф., Терещин В.Н., Денисенко В.Н. К вопросу об индуктивности разрядных ламп // Техн. электродинамика. Тем. вып. "Проблемы современной электротехники". Ч. 4. — 2006. — С. 43–48.

3. Заруди М.Е. Критерии существования и устойчивости стационарных режимов в индуктивной цепи переменного тока с дугой // Электричество. — 1977. — №4. — С. 53–60.

4. Заруди М.Е. О влиянии нелинейных свойств плазмы на характер нестационарных процессов в створе каналовой дуги (вопросы теории и расчета). // ЖТФ. — 1971. — Вып. 4. — Т. 41. — С. 734–744.

5. Крижанский С.М. К теории вольтамперной характеристики столба нестационарного дугового разряда высокого давления // ЖТФ. — 1965. — Т. 35. — №10. — С. 1882–1888.

6. Лепер Д.П., Шилин Н.В., Шлейфман И.Л. Критерии гашения дуги переменного тока // Электричество. — 1977. — №8. — С. 35–40.

7. Пентегов И.В. Исследование условий горения дуги синусоидального тока с помощью математической модели динамической дуги. // Автомат. сварка. — 1977. — №3. — С. 8–11.

8. Пентегов И.В. Математическая модель столба динамической электрической дуги // Автомат. сварка. — 1976. — №6. — С. 8–12.

9. Свирчук Ю.С. Теория электрической дуги переменного тока. / В кн.: Теория электрической дуги в условиях вынужденного теплообмена. — Новосибирск: Наука, 1977. — С. 87–114.

10. Сидорец В.Н. Обобщенная модель электрической дуги и ее приложения / Диссертация канд. техн. наук. — Киев. — 1991. — 123 с.

11. Cassie A.M. A new Theory of Arc Rupture and Circuit Severity // CIGRE. — 1939. — №102. — P. 1–14.

12. Mayr O. Beitrag zur Theorie des statischen und dynamischen Lichtbogen // Archiv f. Elektrotechnik. — 1943. — Bd 37. — S. 588–608.

Надійшла 16.01.09



УДК 621.314

К.А.ЛИПКОВСКИЙ, докт.техн.наук, Ю.В.РУДЕНКО, канд.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев)

### Особенности внешней характеристики секционированного стабилизированного источника электропитания

*Проанализирована форма внешней характеристики секционированного источника электропитания при различных законах изменения коэффициента передачи исполнительной структуры: линейном и в соответствии с законом геометрической прогрессии. Получены аналитические выражения для построения внешней характеристики, проведен численный анализ параметров внешней характеристики.*

*Проаналізовано форму зовнішньої характеристики секціонованого джерела електроживлення при різних законах зміни коефіцієнта передачі виконавчої структури: лінійному і у відповідності до закону геометричної прогресії. Отримано аналітичні вирази для побудови зовнішньої характеристики, проведено числовий аналіз параметрів зовнішньої характеристики.*

Часто для электропитания потребителей в различных областях техники требуется поддержание величины напряжения питания на определенном уровне с заданной точностью при изменении входного напряжения. Одним из способов поддержания такого режима является использование дискретных стабилизаторов напряжения переменного тока.

Как и во всех дискретных стабилизаторах напряжения переменного (выпрямленного) тока, характеристика вход-выход исполнительной трансформаторно-ключевой структуры формируется из отрезков лучей, исходящих из центра координат и соответствующих множеству нетождественных коэффициентов передачи. Переход между коэффициентами передачи в такой структуре осуществляется дискретным изменением общего числа витков на первичной и вторичной стороне силового трансформатора, подключаемых в контур протекания рабочего тока по входу или выходу исполнительной структуры. Такое дискретное изменение может осуществляться либо путем использования единой обмотки с отпайками, либо применением  $N$ -го числа независимых секций обмоток, соединяемых последовательно по контуру рабочего тока с помощью коммутирующих вентиляей.

Обязательной особенностью такой характеристики является наличие участков с различным протеканием процессов при уменьшении и увеличении входного напряжения, что выражается в появлении в ней петель гистерезиса.

В работе [1] были проанализированы особенности построения характеристики вход-выход исполнительной структуры в случае регулирования

по вторичной стороне силового трансформатора, а также приведены конкретные примеры вариантов такого построения. В основу исполнительной структуры было положено использование  $n$  основных секций и  $m$  регулировочных секций на вторичной стороне трансформатора. В данной структуре основные секции постоянно включены в контур протекания выходного тока исполнительной структуры, а регулировочные секции работают в дискретном режиме — включенном или выключенном относительно контура протекания выходного тока.

В работе [2] рассматривались пути повышения точности стабилизации (снижения погрешности  $\delta = (U_{2\max} - U_{2\min}) / U_{2\text{ном}} = (U_{2\text{ном}} - U_{2\min}) / U_{2\text{ном}}$ ) за счет уменьшения числа витков регулировочной секции трансформатора или комбинации двух (трех) видов секций. В этих работах констатировалось, что характеристика вход-выход при линейном изменении числа витков выходной обмотки существенно отличается от такой же характеристики при линейном изменении числа витков входной обмотки трансформатора. Основное отличие заключается в различных значениях ширины упомянутых петель гистерезиса и разных законах их изменения [1,3]. Данный вопрос чрезвычайно важен для осуществления штатной (нормальной) коммутации секций и заслуживает особого внимания. Исходя из этого, представляется необходимым детальнее проанализировать процесс формирования петель гистерезиса характеристики вход-выход.

На рис. 1 показан однофазный эквивалент силового трансформатора стабилизатора напряжения исследуемого класса с секционированной вы-

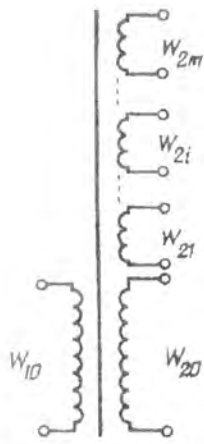


Рис. 1

ходной обмоткой. Здесь  $W_{10}$  — первичная обмотка,  $W_{20}$  и  $W_{21} \dots W_{2m}$  — основная вторичная обмотка и  $m$  регулировочных секций соответственно. (Заметим, что в данной работе, как и всегда, когда речь идет об оценочных расчетах, трансформатор принят идеальным).

Поскольку минимальному коэффициенту передачи соответствует максимальное выходное напряжение при максимальном входном напряжении ([2]), когда в работе находятся только основные обмотки трансформатора  $W_{10}$  и  $W_{20}$ ,

можно записать

$$K_1 = K_{\min} = \frac{U_{2\max}}{U_{1\max}} = \frac{(1+\delta)U_{2\text{ном}}}{\rho U_{1\text{ном}}} = \frac{(1+\delta)}{\rho f}, \quad (1)$$

где  $\rho$  — относительное максимальное значение входного напряжения ( $\rho = U_{1\max}/U_{1\text{ном}}$ ), а  $f = U_{1\text{ном}}/U_{2\text{ном}}$  — отношение номинальных напряжений входа и выхода.

По аналогии, в этом же режиме ( $U_1 = U_{1\max}$ ) для суммы напряжений всех регулировочных секций запишем

$$\frac{\sum_{i=1}^m U_{2i}}{U_{1\max}} = \frac{U_{2\text{ном}} \sum_{i=1}^m \varphi_i}{\rho U_{1\text{ном}}} = \frac{\sum_{i=1}^m \varphi_i}{\rho f}, \quad (2)$$

где  $\varphi_i$  — максимальное напряжение регулировочной секции, нормированное по номинальному значению выходного напряжения.

В режиме  $U_1 = \mu U_{1\text{ном}}$ , где  $\mu = U_{1\min}/U_{1\text{ном}}$ , при минимальном выходном напряжении  $U_{2\min} = (1-\delta)U_{2\text{ном}}$  коэффициент передачи по напряжению данной исполнительной структуры максимален

$$K_{\max} = \frac{U_{2\min}}{U_{1\min}} = \frac{(1-\delta)U_{2\text{ном}}}{\mu U_{1\text{ном}}} = \frac{1-\delta}{\mu f}. \quad (3)$$

Поскольку в этом режиме задействованы кроме основной  $W_{20}$  и все  $m$  регулировочных секций, то, с учетом (1) и (2), имеем

$$K_{\max} = \frac{1}{W_{10}} \left( W_{20} + \sum_{i=1}^m W_{2i} \right) = \frac{1}{\rho f} \left( 1 + \delta + \sum_{i=1}^m \varphi_i \right). \quad (4)$$

Приравняв выражения (3) и (4), получаем

$$(1-\delta)/(\mu f) = \frac{1}{\rho f} \left( 1 + \delta + \sum_{i=1}^m \varphi_i \right),$$

откуда находим необходимое суммарное относительное значение напряжения всех регулировоч-

ных секций

$$\sum_{i=1}^m \varphi_i = \frac{\rho}{\mu} (1-\delta) - (1+\delta) = (1+\delta) \left( G \frac{1-\delta}{1+\delta} - 1 \right), \quad (5)$$

где  $G$  — глубина диапазона стабилизации ( $G = U_{1\max}/U_{1\min} = \rho/\mu$ ).

Если все регулировочные секции одинаковы, т.е. изменение числа витков вторичной обмотки или, что тоже самое, изменение коэффициента передачи происходит по линейному закону (как, например, предполагалось в [1,2]),  $\varphi_1 = \varphi_2 = \dots = \varphi_j = \varphi_m = \varphi$ , то

$$m\varphi = (1+\delta) (G/g - 1), \quad (6)$$

где  $g$  — отношение максимального выходного напряжения к минимальному его значению,  $g = U_{2\max}/U_{2\min} = (1+\delta)/(1-\delta)$ .

С учетом (6) для  $j$ -го коэффициента передачи по напряжению можно записать

$$K_j = \frac{1+\delta+\varphi(j-1)}{\rho f} = \frac{1+\delta}{\rho f} \left[ 1 + \frac{(G-g)(j-1)}{gm} \right]. \quad (7)$$

Первичные напряжения, при которых происходят переключения из  $(j+1)$ -го состояния в  $j$ -е состояние ( $U_{1j}$ ) и обратно ( $U_{1j}'$ ), равны

$$U_{1j} = U_{2\max} / K_{j+1} = (1+\delta)U_{2\text{ном}} / K_{j+1}, \quad (8)$$

$$U_{1j}' = U_{2\min} / K_j = (1-\delta)U_{2\text{ном}} / K_j. \quad (9)$$

Подставив выражение (7) в уравнения (8) и (9) и нормируя их по номинальному первичному напряжению, получаем

$$U_{1j}^* = \rho \frac{1+\delta}{1+\delta+\varphi_j} = \rho \frac{gm}{gm+(G-g)j}, \quad (10)$$

$$U_{1j}'^* = \rho \frac{1-\delta}{1+\delta+\varphi(j-1)} = \rho \frac{m}{gm+(G-g)(j-1)}. \quad (11)$$

Тогда ширина  $j$ -ой петли определится следующим образом:

$$\begin{aligned} \Delta U_{1j}^* &= U_{1j}^* - U_{1j}'^* = \rho \left[ \frac{1+\delta}{1+\delta+\varphi_j} - \frac{1-\delta}{1+\delta+\varphi(j-1)} \right] = \\ &= \rho m \left[ \frac{g}{gm+(G-g)j} - \frac{1}{gm+(G-g)(j-1)} \right]. \quad (12) \end{aligned}$$

Важным параметром также является величина входного напряжения, при котором формируется петля ( $U_{\text{пер}}^*$ ). Из выражений (8) и (9) имеем

$$U_{\text{пер}}^* = \frac{1}{2} \left( U_{1(j+1)}^* + U_{1j}^* \right) =$$



$$= \frac{\rho}{2} \left[ \frac{1+\delta}{1+\delta+\varphi j} + \frac{1-\delta}{1+\delta+\varphi(j-1)} \right] =$$

$$= \rho m \left[ \frac{g}{gm+(G-g)j} + \frac{1}{gm+(G-g)(j-1)} \right]. \quad (13)$$

Разделив выражение (12) на выражение (13), получим ширину  $j$ -ой петли, отнесенную к напряжению переключения, которая позднее определяет "качество" характеристики вход-выход;

$$\Delta U_{ij}^{**} = \frac{\Delta U_{ij}^*}{U_{пер}^*} = \frac{g|m(g-1)-(G-g)|+(G-g)(g-1)j}{g|m(g+1)-(G-g)|+(G-g)(g+1)j}. \quad (14)$$

Ширина петель растет с каждым переключением (считая справа налево), поэтому определяющей (наименьшей) является первая петля ( $j=1$ ), для которой

$$\Delta U_{n1}^* = \rho \left[ \left( 1 + \frac{G-g}{gm} \right)^{-1} - g^{-1} \right]. \quad (15)$$

Из выражения (15) следует, что чем больше число  $m$  (чем меньше значение  $\varphi$ ), тем шире петля.

Определим допустимые пределы варьирования параметра  $\varphi$ . С одной стороны, ширина наименьшей петли должна быть больше нуля, т.е.  $\Delta U_{n1}^* > 0$ ; с другой стороны, две самые широкие (последние) петли не должны накладываться одна на другую, т.е. должно выполняться неравенство

$$U_{1(j-1)}^* < U_{1(j-2)}^*.$$

Для реализации этих условий необходимо соблюдение следующих неравенств с учетом, что  $j=m+1$ :

$$0 < \rho \left[ \frac{m}{m+(G-g)} - \frac{1}{g} \right], \quad (16)$$

$$\rho \frac{gm}{gm+(G-g)m} < \rho \frac{m}{gm+(G-g)(m-2)}. \quad (17)$$

Выразив величину  $m$  в формуле (6) через  $\varphi$  и подставляя его в неравенства (16) и (17), получим

$$2g \frac{(g-1)}{(g+1)} \frac{G}{2g^2} < \varphi < 2g \frac{(g-1)}{(g+1)}$$

или

$$(2\delta) \frac{G(1-\delta)}{2(1+\delta)} < \varphi < (2\delta) \frac{(1+\delta)}{(1-\delta)}.$$

На рис. 2, а показана характеристика вход-выход для случая  $U_{1max} = 11,5$  кВ ( $\rho = 1,15$ ),  $U_{1mid} = 7$  кВ ( $\mu = 0,7$ ),  $U_{1ном}^{max} = 10$  кВ,  $U_{2ном} = 29$  кВ, ( $\delta = 1/29$ ) и исходного варианта  $J=9$  ( $m=8$ ),  $\varphi = \varphi_0 = 2\delta = 2/29$ . Численные данные о петлях приведены в двух первых колонках табл. 1.

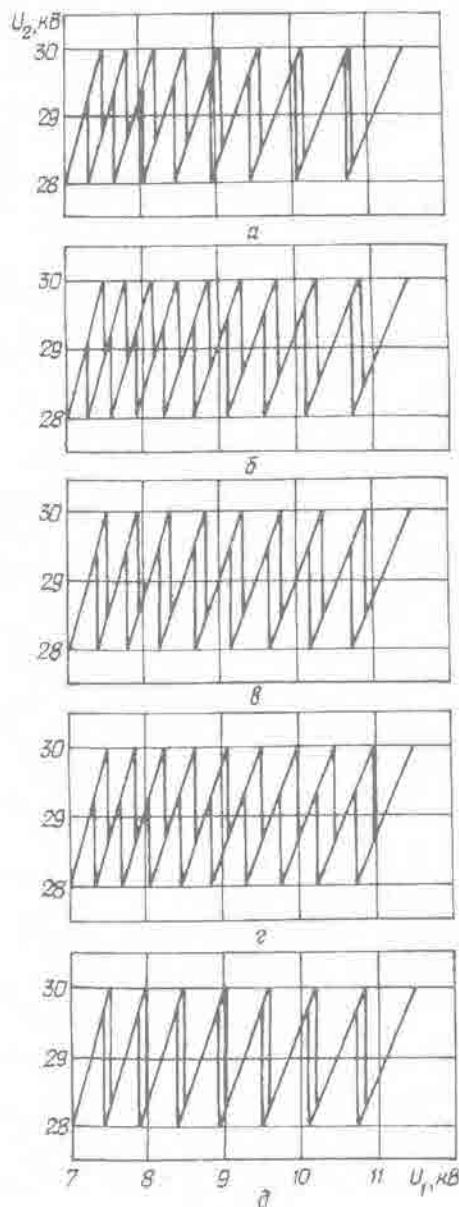


Рис. 2

Таблица 1

i	$\varphi_i = \varphi_{i1} = \text{const}$			
	m=8		m=9	
	$\Delta U_{ij}^*$ , В	$\Delta U_{ij}^{**}$ , %	$\Delta U_{ij}^*$ , В	$\Delta U_{ij}^{**}$ , %
1	47,917	0,445	123,310	1,142
2	84,559	0,837	148,590	1,456
3	112,745	1,183	168,124	1,737
4	134,503	1,493	183,200	1,990
5	151,316	1,770	194,782	2,220
6	164,286	2,020	203,607	2,429
7	174,242	2,247	210,239	2,620
8	181,818	2,454	215,120	2,796
9	-	-	218,593	2,958

Как видно, ширина первой (наименьшей) петли равна всего лишь 48 В и приходится на наибольшее напряжение переключения, в связи с чем  $\Delta U_{\text{н}}^{**} = 0,45\%$ . Увеличение числа состояний до  $I=10$  (т.е. увеличение числа секций до  $m=9$ , что соответствует измененному значению  $\varphi = 16\delta/9 = 16/(9 \cdot 2^9)$ ), приводит к существенному расширению первой петли до 123,3 В (табл. 1 и рис. 2, б), однако, относительное ее значение все же остается небольшим (1,14%), да и характер (направленность) изменения петель сохраняется.

Это заставляет перейти к поиску другого принципа формирования характеристики вход-выход, а именно — с неоднородными регулировочными секциями вторичной обмотки ( $\varphi_1 \neq \varphi_2 \neq \dots \neq \varphi_i \neq \varphi_m$ ).

Воспользуемся способом изменения коэффициента передачи исполнительной структуры по закону геометрической прогрессии, достаточно апробированным в трансформаторно-ключевых исполнительных структурах с размещением регулировочных секций на первичной стороне трансформатора [3,4,5]. Исходя из того, что в данном случае нумерация режимов (коэффициентов передачи) происходит справа-налево — от режима максимального входного напряжения в сторону его уменьшения, этот закон необходимо записать следующим образом:

$$K_j = K_1 \cdot \gamma^{j-1}, \quad j = \overline{1, (m+1)}, \quad (18)$$

где  $K_1$  — первый наименьший коэффициент передачи, который, как и последний, наибольший коэффициент передачи, остается таким же, как и при линейном законе (формулы (1) и (3) соответственно), поскольку оба они определяются только значениями границ зоны стабилизации;  $\gamma$  — коэффициент пропорциональности ( $\sqrt{g} < \gamma < g$ ).

Для коэффициента передачи во втором режиме, согласно (18), имеем

$$K_2 = K_1 \gamma = (1 + \delta + \varphi_1) / \rho f. \quad (19)$$

Из уравнений (1) и (19) находим коэффициент  $\varphi_1$  для первой регулировочной секции вторичной обмотки

$$\varphi_1 = (1 + \delta) (\gamma - 1). \quad (20)$$

Анализируя последующие коэффициенты передачи, приходим к выводу, что и изменения коэффициентов  $\varphi$  подчиняются тому же закону геометрической прогрессии

$$\varphi_i = \varphi_1 \gamma^{i-1} = (1 + \delta) (\gamma - 1) \gamma^{i-1}. \quad (21)$$

Просуммировав коэффициенты  $\varphi$  всех регулировочных секций, получаем

$$\sum_{i=1}^m \varphi_i = (1 + \delta) (\gamma - 1) \sum_{i=1}^m \gamma^{i-1} = (1 + \delta) (\gamma^m - 1). \quad (22)$$

Приравняв выражения (22) и (5), находим простую зависимость

$$\gamma^m = G/g, \quad (23)$$

из которой для заданных параметров зоны стабилизации  $G$  и  $g$  можно определить требуемое число регулировочных секций  $m$ , соблюдая, естественно, оговоренное ранее условие

$$\sqrt{g} < \gamma < g.$$

Строить характеристику вход-выход при изменении коэффициента передачи по закону геометрической прогрессии достаточно просто. Действительно, величины первичных напряжений, при которых происходит переключения от большего ( $K_{(j+1)}$ ) к меньшему ( $K_j(U_{ij}^*)$ ) и наоборот ( $U_{ij}^{**}$ ), также изменяются по закону геометрической прогрессии

$$U_{ij}^* = \rho \gamma^{-j}, \quad (j = \overline{1, m}), \quad (24)$$

$$U_{ij}^{**} = \mu \gamma^{m-j+1}, \quad (j = \overline{1, m}). \quad (25)$$

С учетом выражения (23) последнее уравнение примет вид

$$U_{ij}^* = \rho \gamma^{-j} \cdot \gamma/g = U_{ij}^{**} \gamma/g. \quad (26)$$

Таким образом, для ширины  $j$ -ой петли имеем

$$\Delta U_{ij}^* = U_{ij}^* - U_{ij}^{**} = \rho \gamma^{-j} (1 - \gamma/g), \quad (27)$$

т.е. она, в отличие от случая  $\varphi_i = \text{const}$ , уменьшается не при росте, а при снижении входного напряжения.

Поскольку первичное напряжение, в области которого происходят переключения, равно

$$U_{\text{пер}}^* = 0,5 (U_{ij}^* - U_{ij}^{**}) = 0,5 \rho \gamma^{-j} (1 + \gamma/g), \quad (28)$$

то относительная ширина петли оказывается не зависящей от ее расположения и равной

$$\Delta U_{ij}^{**} = \frac{\Delta U_{ij}^*}{U_{\text{пер}}^*} = 2 \frac{g - \gamma}{g + \gamma} = f(j). \quad (29)$$

Численные значения  $\Delta U_{ij}^*$  и  $\Delta U_{ij}^{**}$  для принятых ранее в качестве примера границ зоны стабилизации и при количестве регулировочных секций  $m=8$  приведены в табл. 2, а сама характеристика вход-выход с реализацией выбора чисел витков регулировочных секций вторичной обмотки по закону (16) представлена на рис. 2, в. Сравнение

этой характеристики с характеристикой, изображенной на рис. 2, а, свидетельствует об их принципиальном различии: предлагаемый способ выбора коэффициентов передачи (максимальных относительных напряжений регулировочных секций) не только расширяет минимальную петлю в 2,41 раза, но и сдвигает эту петлю в область близких к нижней границе входных напряжений, благодаря чему еще существенно увеличивается ее относительная величина (в 3,47 раза). Увеличение числа регулировочных секций до  $m=9$  (рис. 2, в) приводит и в этом случае к расширению наименьшей петли (табл. 2).

Таблица 2

$i$	$\varphi_i = \varphi_0 \gamma^{i-1}$					
	$m=7$		$m=8$		$m=9$	
	$\Delta U_{ii}^*$ , В	$\Delta U_{ii}^{**}$ , %	$\Delta U_{ii}^*$ , В	$\Delta U_{ii}^{**}$ , %	$\Delta U_{ii}^*$ , В	$\Delta U_{ii}^{**}$ , %
1	85,44	0,793	168,3	1,556	233,2	2,150
2	80,38		159,5		222,4	
3	75,62		151,2		212,1	
4	71,14		143,4		202,2	
5	66,93		135,9		192,8	
6	62,90		128,8		183,9	
7	59,23		122,1		175,4	
8	-		115,8		167,2	
9	-		-		159,5	

Если не требуется столь значительное расширение меньшей петли, то можно при таком законе выбора коэффициентов передачи даже уменьшить число требуемых секций. На рис. 2, д показана характеристика вход-выход для  $m=7$ , где ширина наименьшей петли  $\Delta U_{ii}^* = 59,23$  В меньше, чем при  $m=8$  (в 1,95 раза), но все же больше, чем при линейном законе и  $m=8$  (в 1,24 раза).

В заключении остановимся на конкретном сопоставлении регулировочных секций вторичной обмотки силового трансформатора, унифицировав параметр  $\varphi$  по величине диапазона неустойчивости, равному удвоенному значению погрешности стабилизации ( $\varphi_i^* = \varphi_i / 2\delta$ ). Характер зависимости  $\varphi_i^* = f(i)$  в обоих вариантах — с линейным законом изменения коэффициента передачи исполнительной структуры и с законом геометрической прогрессии — наглядно демонстрирует рис. 3. На данном рисунке показаны соответствующие гистограммы при  $m=8$  (для первого варианта — черного цвета, для второго варианта — белого цвета). Как видно, наиболее "весомая" последняя регулировочная секция во втором варианте незначительно (всего лишь на 19,5 %) превосходит однотипную

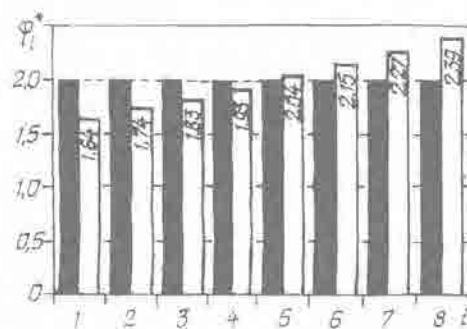


Рис. 3

( $\varphi_i^* = 1$ ) регулировочную секцию первого варианта, причем суммарное число витков всех регулировочных секций согласно выражению (5) остается неизменным в обоих вариантах.

Таким образом, предлагаемое выполнение регулировочных секций вторичной обмотки силового трансформатора стабилизатора напряжения переменного (выпрямленного) тока по аналогии с выполнением этих секций при их размещении на первичной стороне трансформатора (а именно, с выбором чисел их витков согласно закону геометрической прогрессии) позволяет получить идентичную характеристику вход-выход, которая выгодно отличается от характеристики, формируемой при одинаковых регулировочных секциях, существенно большей шириной наименьшей (определяющей) петли гистерезиса и ее более выгодным расположением вблизи нижней границы зоны регулирования.

1. Литковский К.А., Руденко Ю.В. Стабилизация выходного напряжения в высоковольтном секционированном источнике питания // Техн. электродинамика. — 2009. — № 2. — С. 36—41.
2. Литковский К.А., Руденко Ю.В. Пути повышения точности стабилизации выходного напряжения секционированных источников электропитания // Праці Інституту електродинаміки НАНУ. — Київ: ІЕД НАНУ, 2009. — Вип. 22. — С. 49—52.
3. Литковский К.О. Порівняльна оцінка основних варіантів побудови розрахункових характеристик виконавчих структур дискретних стабілізаторів напруги змінного струму // Техн. електродинаміка. — 2005. — № 5. — С. 28—31.
4. Литковский К.О., Халиков В.А., Мозсаровський А.Г. Особливості побудови розрахункової характеристики дискретного стабілізатора напруги змінного струму // Техн. електродинаміка. — 2003. — № 1. — С. 32—36.
5. Литковский К.О., Мозсаровський А.Г. Аналіз входних та вихідних характеристик дискретних стабілізаторів напруги змінного струму // Техн. електродинаміка. — 2005. — № 4. — С. 38—42.

Надійшла 05.03.2009



## Источник неизменного тока для питания установок индукционного нагрева

*Приведены аналитические зависимости и результаты анализа источника неизменного тока для питания установок индукционного нагрева, построенного по Г-образной схеме с учетом потерь в дросселе.*

*Наведено аналітичні залежності та результати аналізу джерела незмінного струму для живлення установок індукційного нагрівання, побудованого по Г-подібній схемі з урахуванням витрат в дроселі.*

Для электропитания установок индукционного нагрева металлов в ряде случаев целесообразно применять источники неизменного тока повышенной частоты. Одним из примеров такого применения может быть питание многопостовой установки индукционного нагрева стальных заготовок под пластическую деформацию, состоящей из нескольких последовательно соединенных индукторов. Низковольтное напряжение питания одного индуктора по отношению к более высокому выходному напряжению преобразователя частоты позволяет при последовательном соединении индукторов в цепи нагрузки стабилизированного тока полностью использовать преобразователь по мощности без применения понижающих трансформаторов повышенной частоты. Изменение сопротивления индуктора при нагреве заготовки, её введении в индуктор и извлечении из индуктора в случае стабилизации тока не влияет на нагрев заготовок в других индукторах. Иным примером является стабилизация тока индуктора индукционной плавильной печи для обеспечения неизменной скорости движения расплавленного металла в тигле, что определяется взаимодействием магнитного поля индуктора с наведенным в металле электрическим током (индукторомоторный эффект). Скорость металла при этом пропорциональна напряженности магнитного поля и зависит от частоты тока индуктора, удельной мощности печи, геометрических соотношений тигля и расплава [2].

Среди разнообразных электротехнических устройств, с помощью которых можно принципиально решать задачу создания систем  $I = \text{const}$  (или, точнее, преобразовывать систему  $U = \text{const}$ , общепринятую в сфере генерирования, в систему  $I = \text{const}$  для области распределения и потребления), особое место занимают индуктивно-емкостные преобразователи (ИЕП) [6, 7]. Роль таких преобразователей могут выполнять известные схемы Бунеро, Штейметца и ряд других. В работе [4] описан метод структурного синтеза многофазных ИЕП (стабилизаторов тока), проведен их сравнительный анализ и оптимизация. Исследованы час-

тотные и стабилизирующие свойства преобразователей различных структур при работе на активную нагрузку. Простейшая из них — Г-образная схема, содержащая настроенные в резонанс индуктивность и ёмкость. Такая схема, состоящая из идеальных реактивных элементов, обеспечивает протекание в нагрузке при изменении её параметров неизменного тока, зависящего только от напряжения питания схемы.

Однако реальные катушки индуктивности и конденсаторы характеризуются, соответственно, добротностью и тангенсом угла диэлектрических потерь, поэтому при анализе электромагнитных процессов в схемах эти элементы учитываются помимо реактивного сопротивления ещё и активным сопротивлением. Хотя активные сопротивления в этих элементах стремятся обычно минимизировать, они всегда присутствуют, что в первую очередь, относится к катушкам индуктивности и, в меньшей мере, к современным конденсаторам, обладающим сравнительно низкими потерями ( $\text{tg} \delta = 0,5 + 1,5\%$ ).

В качестве источника питания установок индукционного нагрева металлов наиболее широкое распространение получили тиристорные преобразователи частоты (ТПЧ) на базе резонансных инверторов тока и инверторов напряжения [1, 3]. Известно, что режимы работы таких преобразователей существенно зависят от изменения параметров подключаемой к ним индукционной нагрузки, что требует специальных алгоритмов управления ТПЧ и применения различных устройств согласования [8]. В связи с этим возникает проблема реализации технологического процесса с неизменным током в индукторе. Для решения поставленной задачи были проведены исследования особенностей применения ТПЧ в качестве источника напряжения питания ИЕП. Тщательный анализ электромагнитных процессов, происходящих в ТПЧ при изменении параметров индукционной нагрузки, показал, что наиболее пригодным источником напряжения питания ИЕП является ТПЧ на базе инвертора напряжения или двухмостового резонансного инвер-

тора с фазовым регулированием [5].

В настоящей статье приводятся результаты анализа Г-образной схемы ИЕП с функцией источника неизменного тока для питания установок индукционного нагрева с учётом потерь в дросселе, рис. 1.

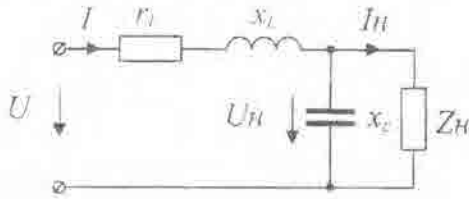


Рис. 1

На этой схеме катушка индуктивности ИЕП представлена в виде последовательно соединённых индуктивности с реактивным сопротивлением  $x_L$  и активного сопротивления  $r_L$  и характеризуется добротностью  $Q_L = x_L / r_L$ . Ёмкость  $C$  принята идеальной с емкостным сопротивлением  $x_C$ . Индуктор нагревательной установки является для ИЕП нагрузкой  $Z_H$ , которая характеризуется общепринятым показателем  $\text{tg}\varphi_H$ , при прохождении тока  $I_H$  по которой на ней устанавливается напряжение  $U_H$ . Тогда ИЕП с индуктором является нагрузкой  $Z$  для ТПЧ как источника напряжения с выходным значением  $U$  (Полагаем, в первом приближении, что выходное напряжение ТПЧ – синусоидальное).

Известно, что ИЕП обеспечивает неизменный ток в нагрузке  $Z_H$  при изменении её параметров при равенстве реактивных сопротивлений индуктивности  $x_L$  и ёмкости  $x_C$ , поэтому для анализа схемы ИЕП с возможными перерезонансными режимами работы (из-за неидеальности дросселя) вводится коэффициент  $k = x_L / x_C$ , характеризующий соотношение между реактивными сопротивлениями катушки индуктивности и ёмкости ИЕП.

Полное сопротивление ИЕП с индуктором

$$\begin{aligned}
 Z = & \left[ \frac{x_L}{Q_L} \left( \frac{Z_H \text{tg}\varphi_H}{(1+\text{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} - \frac{x_L}{k} \right)^2 + \right. \\
 & \left. + \frac{Z_H}{(1+\text{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} \left( \frac{Z_H}{(1+\text{tg}^2\varphi_H)^{0.5} Q_L} + \frac{x_L^2}{k^2} \right) \right]^2 + \\
 & + \left[ \frac{x_L^2}{k^2} \left( x_L + \frac{Z_H \text{tg}\varphi_H}{(1+\text{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} \right) + Z_H^2 x_L \left( 1 - \frac{1}{k} \right) - \right. \\
 & \left. - \frac{2Z_H x_L^2 \text{tg}\varphi_H}{k(1+\text{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} \right]^2 \cdot \left[ \frac{Z_H^2}{1+\text{tg}^2\varphi_H} + \right. \\
 & \left. + \left( \frac{Z_H \text{tg}\varphi_H}{(1+\text{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} - \frac{x_L}{k} \right)^2 \right]^{-1}. \quad (1)
 \end{aligned}$$

На рис. 2 показаны кривые зависимости полного сопротивления ИЕП с индуктором от относительной величины  $Z_H^* = Z_H / x_L$  при  $x_L = 1$  Ом,  $Q_L = 6$ ,  $k = 1$  и изменении  $\text{tg}\varphi_H$  от 4 до 10. Анализ кривых показывает, что максимальное значение  $Z = Z_{\text{MAX}}$  наблюдается при  $x_H^* = 1$ . С увеличением  $\text{tg}\varphi_H$   $Z_{\text{MAX}}$  пропорционально возрастает. Величина  $Z_{\text{MAX}}$  зависит также и от значения  $Q_L$ , но при  $Q_L > 10$  рост  $Z_{\text{MAX}}$  с увеличением  $Q_L$  практически не происходит.

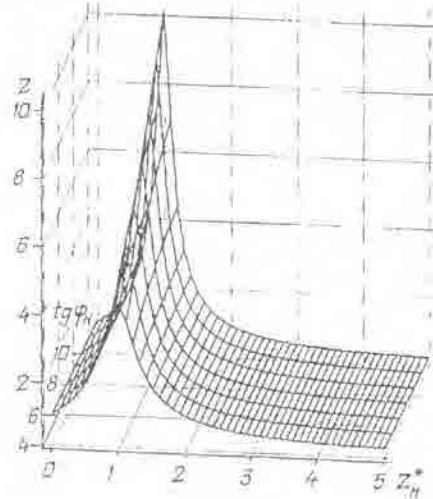


Рис. 2

Интерес представляет зависимость тангенса угла сдвига фаз  $\text{tg}\varphi$  между входным напряжением  $U$  и током  $I$  от параметров индуктора,

$$\begin{aligned}
 \text{tg}\varphi = & \left[ \frac{x_L^2}{k^2} \left( x_L + \frac{Z_H \text{tg}\varphi_H}{(1+\text{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} \right) + Z_H^2 x_L \left( 1 - \frac{1}{k} \right) - \right. \\
 & \left. - \frac{2Z_H x_L^2 \text{tg}\varphi_H}{k(1+\text{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} \right] \cdot \left[ \frac{x_L}{Q_L} \left( \frac{Z_H \text{tg}\varphi_H}{(1+\text{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} - \frac{x_L}{k} \right)^2 + \right. \\
 & \left. + \frac{Z_H}{(1+\text{tg}^2\varphi_H)^{0.5}} \left( \frac{Z_H}{(1+\text{tg}^2\varphi_H)^{0.5} Q_L} + \frac{x_L^2}{k^2} \right) \right]^{-1}, \quad (2)
 \end{aligned}$$

т.к. его значение определяет уровень реактивной мощности, генерируемой преобразователем.

Анализ зависимости  $\text{tg}\varphi = f(Z_H^*, \text{tg}\varphi_H)$ , приведенной на рис. 3, показывает, что  $\text{tg}\varphi$  может иметь как положительное, так и отрицательное значения, при этом нулевое значение  $\text{tg}\varphi = 0$  наблюдается при  $Z = Z_{\text{MAX}}$ . Хотя для полной загрузки преобразователя по мощности желательно, чтобы  $\text{tg}\varphi$  был близок к нулю, однако при этом существует резкая зависимость  $Z$  от  $Z_H^*$ , что явно приводит к резкому изменению режима работы преобразователя при изменениях  $Z_H^*$ .



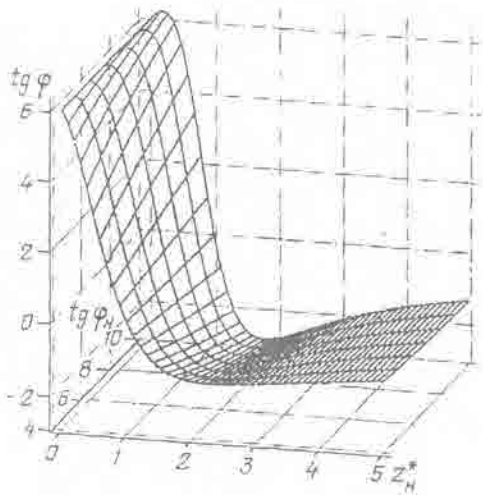


Рис. 3

Для анализа стабилизирующих свойства ИЕП были получены выражения для тока в индукторе  $I_H$  и тока короткого замыкания  $I_{HKЗ}$  при  $Z_H=0$

$$I_H = U \cdot \left[ \frac{x_L}{Q_L} \left( 1 - \frac{k}{x_L} \frac{Z_H \operatorname{tg} \varphi_H}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \right) + \frac{Z_H(1-k)}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \right]^2 + \left( \frac{Z_H \operatorname{tg} \varphi_H}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} (1-k) + \frac{Z_H}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \cdot \frac{k}{Q_L} + x_L \right)^2 \Bigg]^{-\frac{1}{2}}, \quad (3)$$

$$I_{HKЗ} = \frac{U}{x_L} \cdot (Q_L^{-2} + 1)^{-\frac{1}{2}}. \quad (4)$$

На рис. 4 показаны зависимости  $I_H^* = I_H / I_{HKЗ} = f(Z_H^*, \operatorname{tg} \varphi_H)$ . Как видно, с увеличением сопротивления  $Z_H$  ток индуктора снижается, что связано с наличием активного сопротивления в катушке индуктивности. Степень снижения тока увеличивается при уменьшении её добротности  $Q_L$ .

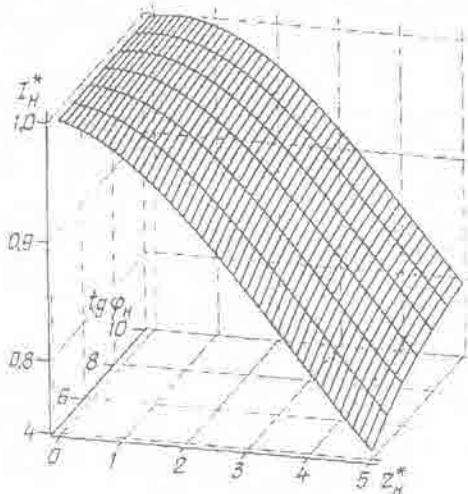


Рис. 4

Интерес представляет зависимость относительного значения напряжения на индукторе  $U_H^*$  от величины его параметров

$$U_H^* = \frac{U_H}{U} = Z_H \left\{ \left[ \frac{x_L}{Q_L} \left( 1 - \frac{k}{x_L} \frac{Z_H \operatorname{tg} \varphi_H}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \right) + \frac{Z_H(1-k)}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \right]^2 + \left( \frac{Z_H \operatorname{tg} \varphi_H (1-k)}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} + \frac{Z_H}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \cdot \frac{k}{Q_L} + x_L \right)^2 \right\}^{-\frac{1}{2}}. \quad (5)$$

В результате численного расчёта выражения (5) были получены зависимости  $U_H^* = f(Z_H^*, \operatorname{tg} \varphi_H)$ , представленные на рис. 5.

Анализ рис. 5 показывает, что напряжение на индукторе растёт практически линейно при увеличении  $Z_H$  с нуля, но степень роста в дальнейшем снижается. Необходимо отметить, что такое увеличение ограничено рабочим напряжением конденсаторов, и требует их защиты от недопустимого увеличения напряжения.

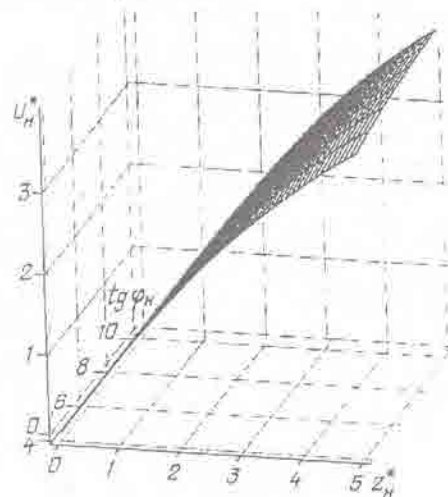


Рис. 5

Мощность, передаваемая в индуктор, и её относительное значение определяются выражениями

$$P_H = \frac{U^2 Z_H}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \left\{ \left[ \frac{x_L}{Q_L} \left( 1 - \frac{k}{x_L} \frac{Z_H \operatorname{tg} \varphi_H}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \right) + \frac{Z_H(1-k)}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \right]^2 + \left( \frac{Z_H \operatorname{tg} \varphi_H (1-k)}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} + \frac{Z_H}{(1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_H)^{0.5}} \cdot \frac{k}{Q_L} + x_L \right)^2 \right\}^{-1}, \quad (6)$$



$$P_H^* = \frac{P_H}{U \cdot I_{HKЗ}} = U_H^* \cdot I_H^* \cdot \cos \varphi_H \quad (7)$$

По выражению (7) проведен анализ относительного значения мощности, передаваемой в нагрузку ИЕП, по результатам которого были получены и приведены на рис. 6 зависимости

$$P_H^* = f(Z_H^*, \operatorname{tg} \varphi_H).$$

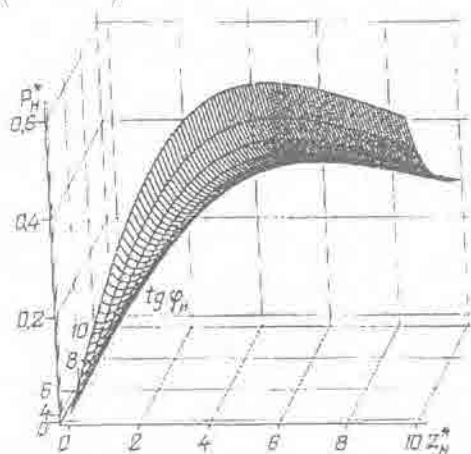


Рис. 6

По кривым видно, что мощность достигает максимального значения в области высоких сопротивлений нагрузки, а затем медленно снижается.

В реальных ИЕП емкостное сопротивление конденсатора  $x_C$  может отличаться от индуктивного сопротивления  $x_L$ , т.е.  $k \neq 1$ . Интерес представляет влияние изменения  $k$  в области  $1,1 > k > 0,9$ . На рис. 7 показано семейство кривых зависимости относительного значения тока нагрузки  $I_H^*$  от относительного значения сопротивления нагрузки  $Z_H^*$  при  $Q_L = 6$  для некоторых значений  $k$ .

Как видно, отклонение  $k$  от единицы ухудшает стабилизирующие свойства ИЕП. Кроме этого при  $k > 1$  появляется область повышения  $I_H^*$  по отношению к току короткого замыкания  $I_{HKЗ}$ .

Таким образом, получены выражения, позволяющие анализировать стабилизирующие свойства ИЕП в системе "ТПЧ-преобразователь источника напряжения в источник тока — установка индукционного нагрева".

Установлено, что наиболее приемлемой является работа ИЕП в области значений  $Z_H^* > x_L$ , огра-

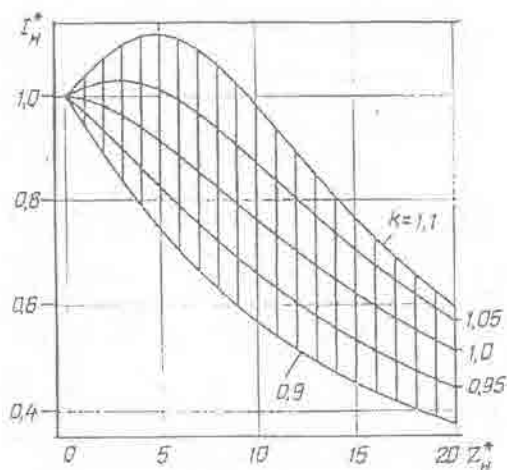


Рис. 7

ниченной сверху величиной напряжения на емкости.

1. Беркович Е.И., Ивский Г.В., Иоффе Ю.С., Морзун В.В. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок. — Л.: Энергоатомиздат, Ленинград. отд.-е, 1983. — 208 с.

2. Болотов А.В., Шпель Г.А. Электротехнологические установки: Учеб. для вузов по спец. "Электроснабжение пром. предприятий". — М.: Высш. шк., 1988. — 336 с.

3. Васильев А.С., Гуревич С.Г., Иоффе Ю.С. Источники питания электротермических установок. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 248 с.

4. Волков И.В., Губаревич В.Н., Исаков В.Н., Кабан В.П. Принципы построения и оптимизация схем индуктивно-емкостных преобразователей. — Киев: Наук. думка, 1981. — 176 с.

5. Глебач А.Г., Кобец Д.В., Ушаков В.И. Стабилизированный источник тока для индукционных установок на основе двухмостового резонансного инвертора // Техн. электродинамика. Темат. вып. "Проблемы современной электротехники". — 2008. — Ч.2. — С. 95–98.

6. Мильх А.Н., Волков И.В. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. — Киев: Наук. думка, 1974. — 216 с.

7. Мильх А.Н., Кубышин Б.Е., Волков И.В. Индуктивно-емкостные преобразователи источников напряжения в источник тока. — Киев: Наук. думка, 1964. — 306 с.

8. Саратковский Р.Н., Глебач А.Г., Ушаков В.И. Устройство согласованной тиристорных преобразователей частоты с индукционной плазменной печью // Техн. электродинамика. — 2005. — №3. — С. 34–37.

Надійшла 10.02.2009

УДК 621.313.17

А.Е.АНТОНОВ, докт.техн.наук, В.В.КИРИК, докт.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев)

## Интеллектуальная система регулирования скорости вращения ротора бесконтактного магнитоэлектрического двигателя

*Представлены результаты использования нечеткого логического контроллера при регулировании оборотов магнитоэлектрических двигателей.*

*Наведено результати використання нечіткого логічного контролера при регулюванні обертів магнітоелектричних двигунів.*

Применение интеллектуальных систем управления на основе современной микропроцессорной техники становится все более актуальным при решении различных задач управления и регулирования, в том числе и в электроприводе бесконтактных магнитоэлектрических двигателей.

Бесконтактные магнитоэлектрические двигатели (БМД), рабочий поток в которых возбуждается постоянными магнитами ротора, находят все более широкое применение в самых разнообразных областях техники. Это бортовые системы летательных аппаратов, автотранспорт, бытовая техника, электроинструмент, медицинская техника, станкостроение, робототехника.

Широкое распространение БМД и постепенное вытеснение ими коллекторных двигателей постоянного тока обусловлено достоинствами магнитоэлектрической схемы построения, для которой характерны отсутствие затрат энергии на возбуждение магнитного потока, отсутствие механического коллектора и связанных с ним потерь, а также повышенные габаритная мощность, надежность и долговечность. Отличительной особенностью переходных процессов в беспазовых электрических машинах с высококоэрцитивными постоянными магнитами является их малая длительность. Поэтому важным звеном электропривода, построенного на базе БМД, является система управления, от своевременной реакции которой зависит эффективность взаимодействия статора с ротором и, в конечном счете, качество регулирования и КПД привода.

Использование современных программных пакетов визуального моделирования позволяет в короткие сроки синтезировать имитационные математические модели на основе нечеткой логики и практически реализовать интеллектуальное управление БМД на основе современных микроконтро-

леров. Имитационные модели позволяют максимально приблизить синтез системы управления к реальным физическим объектам, на которых имитируются и проверяются различные режимы работы системы управления совместно с двигателем.

Авторами разработана система управления бесконтактным магнитоэлектрическим двигателем с развиваемым номинальным значением момента  $0,06 \text{ Н} \cdot \text{м}$  и номинальной частотой вращения ротора 4000 об/мин.

Синтезу нечеткого логического контроллера для управления БМД предшествовало создание имитационной модели системы управления на основе классического ПИ-регулятора\*. Детальное исследование и анализ динамических режимов модели электропривода при однократном скачкообразном, периодическом ступенчатом и линейном увеличении момента нагрузки с разными скоростями его нарастания позволили обобщить поведение двигателя в разных режимах и создать экспертную базу знаний, которая легла в основу синтеза нечеткого логического контроллера (НЛК).

Блок-схема модели системы управления с нечетким логическим контроллером показана на рис. 1. Блок *Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM)* имитирует трехфазный синхронный электродвигатель с намагниченным двухполюсным ротором. Блок *Inverter* имитирует инвертор для создания трехфазного напряжения питания импульсной формы, которое формируется шестью MOSFET-Diode ключами, обеспечивающими подключение в шесть этапов каждой пары из трех фазовых обмоток двигателя к источнику регулируемого постоянного напряжения *Controlled Voltage Source*. Управление 120-градусной коммутацией транзисторов инвертора осуществляется сигналами, формируе-

© Антонов А.Е., Кирик В.В., 2009

\* ) Антонов А.Е., Кирик В.В. Имитационное моделирование бесконтактного двигателя магнитоэлектрического типа с трехфазной обмоткой // Техн. электродинамика. — 2008. — №3. — С. 52—55.

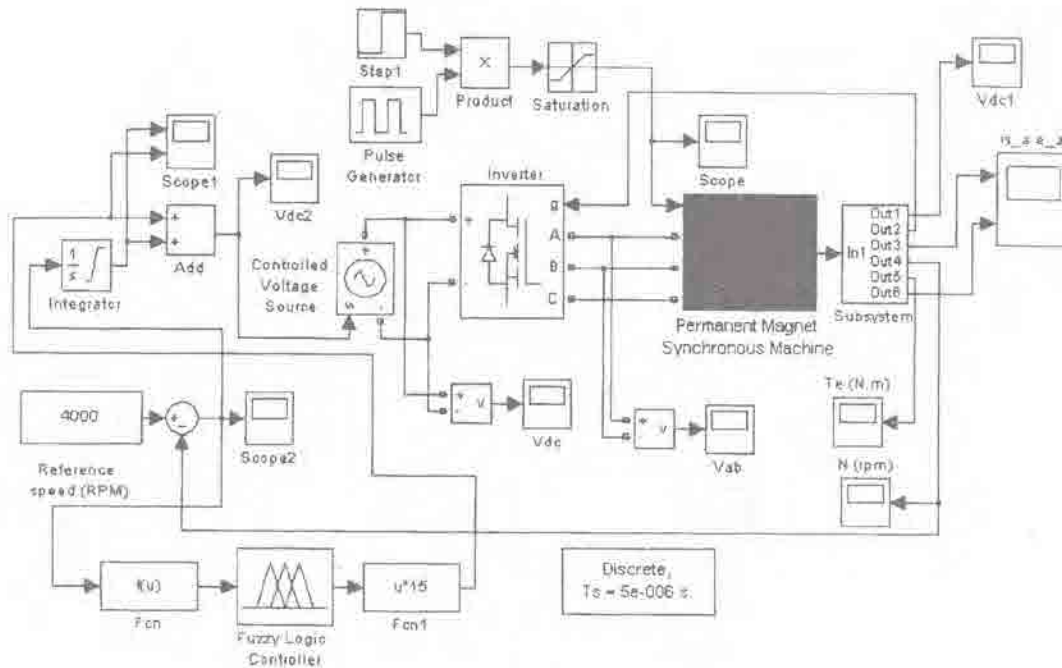


Рис. 1

мыми блоком *Subsystem* на основе напряжений трех датчиков Холла, регистрирующих магнитное поле ротора. Значение тока, протекающего через инвертор, определяется напряжением на выходе регулятора напряжения, ЭДС, активным сопротивлением и индуктивностью обмотки статора двигателя.

Момент внешней нагрузки электродвигателя имитируется блоками *Pulse generator*, *Step*, *Product* и *Saturation* на входе PMSM с дискретностью  $T_s = 5 \cdot 10^{-6}$  с. Формирование постоянного напряжения питания шестиключевого моста инвертора в диапазоне 0...24 В выполняет блок *Controlled Voltage Source*, управление которым осуществляется с выхода блока *Add*. Этот блок суммирует сигналы управления нечеткого логического контроллера *Fuzzy Logic Controller* и классического интегрального регулятора *Integrator*.

Сигнал рассогласования для контроллера и Интегратора вырабатывается, исходя из реального значения оборотов ротора и оборотов, заданных блоком *Reference speed*.

Функциональные блоки  $F_{cn}$  и  $F_{cn1}$  выполняют масштабирование соответственно входного и выходного сигналов НЛК.

В модель PMSM введены номинальное и максимальное значения развиваемого момента двигателя величиной соответственно 0,06 и 0,076 Н·м, номинальная частота вращения 4000 об/мин, а также осевой момент инерции ротора, коэффициент сухого и вязкого трения, электромеханическая и электромагнитная постоянные времени, величина потока возбуждения ротора, активное и индуктивное сопротивление обмотки статора, аналогичные принятым в упомянутой работе.

При имитации работы системы последовательно задавались два режима: разгон ротора до номиналь-

ных оборотов при номинальном развиваемом моменте без внешней нагрузки в интервале 0,1 с и последующая нагрузка двигателя внешним моментом.

В связи с тем, что существенной особенностью переходных процессов в бесшаровых электрических машинах с высококоэрцитивными постоянными магнитами является их малая длительность и низкая инерционность двигателя, качественное управление непосредственно НЛК без нарушения устойчивости системы осуществить довольно затруднительно. В результате проведенных исследований установлено, что наилучшие показатели по управлению магнитоэлектрическим двигателем как количественного, так и качественного характера обеспечивает регулирующий элемент, состоящий из параллельно включенных нечеткого логического контроллера и интегрального регулятора.

Синтез нечеткого логического контроллера (НЛК) выполнен в лицензионном пакете *fuzzyTECH 5.71 Professional Edition*, исходя из экспертных знаний, полученных при моделировании магнитоэлектрического двигателя с классической системой ПИ-регулирования, выполненной в программном пакете *MATLAB 7.2*.

На рис. 2, а показано распределение функций принадлежности входной переменной  $N$ , а на рис. 2, б — распределение функций принадлежности выходной лингвистической переменной  $U$  нечеткого логического контроллера.

База знаний или нечеткой продукции для синтезированного НЛК составила всего четыре правила:

- 1 — Если  $N$  есть  $n2$ , то  $U$  есть  $u2$ ;
- 2 — Если  $N$  есть  $n1$ , то  $U$  есть  $u1$ ;
- 3 — Если  $N$  есть  $p1$ , то  $U$  есть  $d1$ ;
- 4 — Если  $N$  есть  $p2$ , то  $U$  есть  $d2$ .

На рис. 3 показана передаточная характеристика нечеткого логического контроллера, из кото-



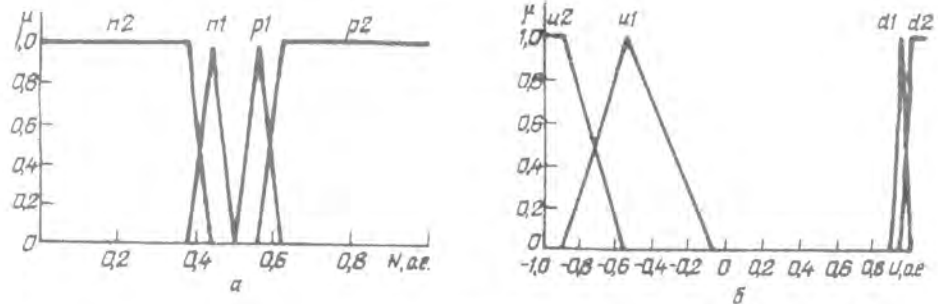


Рис. 2

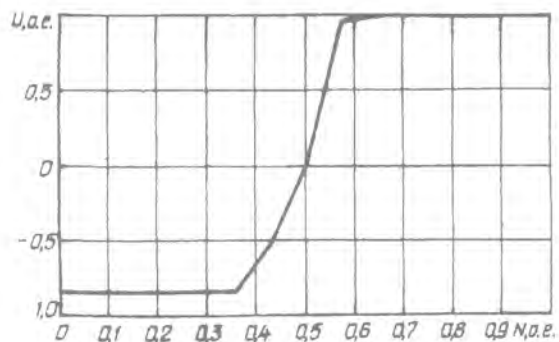


Рис. 3

рой видно, что коэффициент передачи контроллера по положительному отклонению (снижению оборотов) выше, чем по отрицательному (увеличению оборотов) при перерегулировании. Такая характеристика позволяет увеличить реакцию системы при нагруженном двигателе.

Применение нечеткого логического контроллера в системе управления БМД позволило качественно улучшить процесс управления. Основное внимание уделено анализу динамических режимов системы и определению основных качественных показателей работы двигателя, к которым относятся время переходного процесса и максимальное перерегулирование при однократном скачкообразном, периодическом ступенчатом и линейном увеличении момента нагрузки с разными скоростями его нарастания.

Как показали исследования, изменение характера возмущающего внешнего момента не вызывает существенного изменения кривой передаточной характеристики системы с нечетким контроллером в отличие от классического ПИ-регулирования.

При периодическом ступенчатом изменении момента нагрузки от нулевого значения до номинального и обратно НЛК позволяет резко уменьшить провалы и всплески оборотов ротора во время изменения момента нагрузки, а также снизить их длительность.

На рис. 4 показаны графики переходного процесса при пульсирующем характере нагрузки с частотой 20 Гц при скорости вращения ротора 4000 и 1000 об/мин для классического ПИ-регулирования (рис. 4, а) и для нечеткого логического контроллера с интегральным регулятором (рис. 4, б). Нетрудно заметить, что использование НЛК суще-

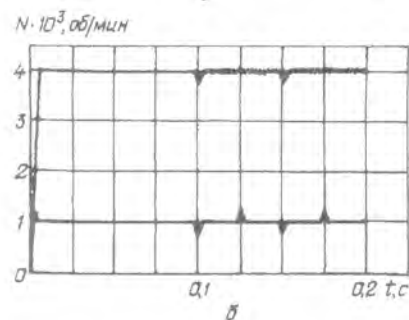
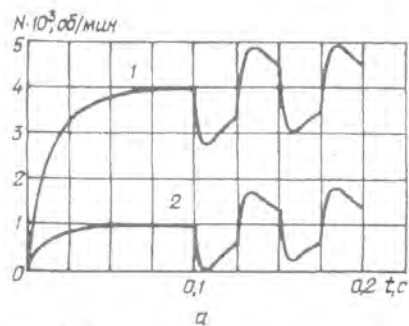


Рис. 4

ственно меняет картину переходных процессов при регулировании оборотов вращения ротора.

На рис. 5 показана кривая напряжения питания инвертора, то есть напряжения на выходе управляемого источника напряжения, при пульсирующем с частотой 20 Гц характере нагрузки и скоростью вращения ротора 4000 об/мин. При изменении момента нагрузки система управления путем изменения частоты и скважности импульсов управления силовыми ключами источника управляемого напряжения устраняет отклонение скорости вращения ротора от заданного значения. Ча-

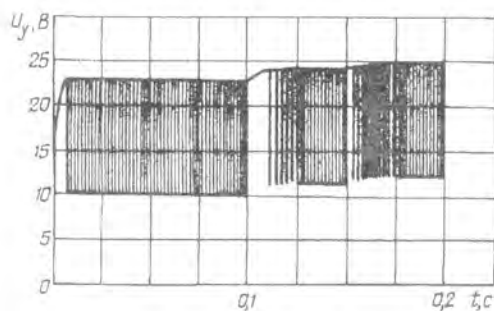


Рис. 5

стота коливань сигналу управління змінюється в діапазоні від 3125 до 1500 Гц.

При використанні в управлінні НЛК швидкість лінійного змінювання моменту навантаження до його максимального значення практично не відбивається на регулювальній характеристиці оборотів двигачеля, в той час як при класическом ПИ-регулюванні спостерігається часове падіння оборотів до деяких установившихся значень, явно залежаних від швидкості нарощання моменту. В случает непрерывного лінійного нарощання моменту навантаження час гальмування ротора до повної зупинки при використанні НЛК збільшується в 1,3 рази.

Исследованиями установлено, что применение НЛК по сравнению с классическим ПИ-регулированием позволяет:

- зменшити час розгону ротора до номінальних оборотів при пуску з 17,2 мс до 5,4 мс;
- зменшити зменшення оборотів ротора при скачкообразном зрощанні моменту навантаження до рівня номінального з 800 до 140 об/мин при

одночасном зменшенні довготності зменшення з 30 до 2,5 мс;

- знизити збільшення оборотів ротора при скачкообразном зменшенні моменту навантаження з рівня номінального до нулевого з 800 до 47 об/мин при одночасном зменшенні довготності виброса з 30 до 5,5 мс.

Таким образом, применение нечеткого логического контроллера в системе управления позволяет практически устранить девиацию скорости вращения ротора при возмущениях момента нагрузки и повысить устойчивость работы магнитоэлектрического двигателя.

Необходимо также отметить, что применение нечеткого логического контроллера в микропроцессорных системах управления позволяет при тех же аппаратных затратах, что и при классическом управлении, обеспечить более качественное регулирование параметров бесконтактных магнитоэлектрических двигателей.

Надійшла 29.10.08

УДК 634.372

П.С.СТАХІВ, докт. техн. наук, Й.Р.СЕЛЕНІНА (Нац. ун-т "Львівська політехніка")

## Макромоделирование элементов системы электропривода на примере асинхронного двигателя с диодным мостом в цепи статора

*В статье описывается процесс построения математической макромоделли асинхронного электропривода с диодным мостом в цепи статора на основе экспериментальных данных значений переходных характеристик при различных режимах его работы.*

*В статье описывается процесс построения математической макромоделли асинхронного электропривода переменного тока на основе экспериментальных значений переходных характеристик при различных режимах его работы.*

**Аналіз останніх досліджень та публікацій.** Для дослідження компонент електромеханічних систем розроблено велику кількість методів математичного моделювання, кожен з яких характеризується ступенем складності побудови моделі та точністю отриманих результатів. Моделі, наприклад, у вигляді диференціальних рівнянь в фазних чи інших координатах потребують врахування фізичних властивостей об'єктів і тому вимагають проведення великої кількості досліджень і експериментів для визначення внутрішніх параметрів системи [1]. Для спрощення таких моделей вводиться ряд при-

пусків і обмежень щодо опису фізичних процесів, що в деякій мірі впливає на їхню точність. Більш точні результати можна отримати за допомогою польових моделей. Однак ці моделі є надто складними і вимагають застосування складних процедур обробки даних при конкретній реалізації.

Застосування комп'ютерних засобів аналізу електромеханічних систем зумовило поширення дискретних макромоделей, що пов'язане з формою подання експериментальних вхідних даних, які звичайно є сукупністю дискретних значень певних змінних [2, 6].

© Стахів П.С., Селеніна Й.Р., 2009

стота коливань сигналу управління змінюється в діапазоні від 312,5 до 1500 Гц.

При використанні в управлінні НЛК швидкість лінійного змінювання моменту навантаження до його максимального значення практично не відображається на регулювальній характеристиці оборотів двигачеля, в той час як при класическом ПИ-регулюванні спостерігається часове падіння оборотів до деяких установившихся значень, явно залежаних від швидкості наростання моменту. В случает неперервного лінійного наростання моменту навантаження час гальмування ротора до повної зупинки при використанні НЛК збільшується в 1,3 рази.

Дослідженнями установлено, що застосування НЛК по порівнянню з класическим ПИ-регулюванням дозволяє:

- зменшити час розгону ротора до номінальних оборотів при пуску з 17,2 мс до 5,4 мс;
- зменшити зниження оборотів ротора при скачкообразном зростанні моменту навантаження до рівня номінального з 800 до 140 об/хв при

одночасном зменшенні тривалості зниження з 30 до 2,5 мс;

- знизити збільшення оборотів ротора при скачкообразном зменшенні моменту навантаження з рівня номінального до нульового з 800 до 47 об/хв при одночасном зменшенні тривалості зупинки з 30 до 5,5 мс.

Таким образом, застосування нечіткого логіческого контролера в системі управління дозволяє практично усунювати відхилення швидкості обертання ротора при збуреннях моменту навантаження і збільшити надійність роботи магнітоелектрического двигачеля.

Необходимо також відзначити, що застосування нечіткого логіческого контролера в мікропроцесорних системах управління дозволяє при тих же апаратних затратах, що і при класическом управлінні, забезпечити більш якісне регулювання параметрів бесконтактних магнітоелектрических двигачелів.

Надійшла 29.10.08

УДК 634.372

П.Г.СТАХІВ, докт.техн.наук, Й.Р.СЕЛЕНІНА (Нац. ун-т "Львівська політехніка")

## Макромодельовання елементів системи електропривода на прикладі асинхронного двигачуна з діодним мостом у колі статора

*В статті описується процес побудови математичної макромодель вентиляного електропривода змінного струму за експериментальними значеннями перехідних характеристик при різних режимах його роботи.*

*В статье описывается процесс построения математической макромодели вентиляного электропривода переменного тока по экспериментально снятым значениям переходных характеристик при разных режимах его работы.*

**Аналіз останніх досліджень та публікацій.** Для дослідження компонент електромеханічних систем розроблено велику кількість методів математичного моделювання, кожен з яких характеризується ступенем складності побудови моделі та точністю отриманих результатів. Моделі, наприклад, у вигляді диференціальних рівнянь в фазних чи інших координатах потребують врахування фізичних властивостей об'єктів і тому вимагають проведення великої кількості досліджень і експериментів для визначення внутрішніх параметрів системи [1]. Для спрощення таких моделей вводиться ряд при-

пусків і обмежень щодо опису фізичних процесів, що в деякій мірі впливає на їхню точність. Більш точні результати можна отримати за допомогою польових моделей. Однак ці моделі є надто складними і вимагають застосування складних процедур обробки даних при конкретній реалізації.

Застосування комп'ютерних засобів аналізу електромеханічних систем зумовило поширення дискретних макромодельов, що пов'язане з формою подання експериментальних вхідних даних, які звичайно є сукупністю дискретних значень певних змінних [2, 6].

© Стахів П.Г., Селеніна Й.Р., 2009



Для аналізу електромеханічних систем менше використовуються метод на основі інтегральних рівнянь та комбінований операторно-числовий метод із застосуванням числових апроксимацій для неперервних операцій інтегрування [8]. Перший з них є непопулярним через необхідність опису систем інтегральними рівняннями і не має відпрацьованих зручних процедур дискретизації, другий метод має високі похибки через низький порядок апроксимації та вимагає великого обсягу попередньої роботи. Наявність готових рішень для задач розрахунку динаміки створює базу для процесу аналізу перехідних процесів методами об'єктно-орієнтованого програмування [3], прикладом тут виступає пакет Simulink середовища MATLAB. Негативним аспектом такого підходу є повний перехід на готові, не завжди оптимальні щодо області застосування і швидкодії моделі.

Застосування наведених вище підходів до аналізу електромеханічних систем є надто складним, тому доцільно описувати компоненти математичними макромоделями [6], які б давали змогу відтворювати зовнішні характеристики компонент системи з заданою точністю. Априорною інформацією при створенні макромоделей є динамічні процеси, зокрема перехідні та періодичні процеси, а також характеристики аварійних режимів. Для побудови математичних макромоделей компонент електромеханічних систем зручно використовувати метод змінних стану [6, 10], який відрізняється рядом корисних властивостей від класичних методів [4]. Основною перевагою його є те, що зникає необхідність врахування множини внутрішніх параметрів системи. Треба опиратися лише на значення вхідних і вихідних характеристик об'єкта. В дискретних рівняннях стану змінні у наступній точці визначаються на основі вхідного сигналу і вектора змінних стану лише в попередній точці, що спрощує моделювання процесів за допомогою ЕОМ. Матрична форма запису має безперечні переваги при числовому розв'язуванні. Метод змінних стану сумісний з багатьма чисельними методами, є можливість порівняно просто включити такі макромоделі в програми аналізу. Даний підхід є зручним і при формуванні загальної моделі електромеханічної системи. Однак недоліком такої моделі є наявність у рівняннях вектора змінних стану, компоненти якого в загальному не є безпосередньо спостережуваними величинами, що ускладнює процедуру ідентифікації.

**Основний матеріал.** Одним із методів для плавного пуску асинхронного двигуна (АД) з короткозамкненим ротором є включення мостових випрямлячів у нульову точку статора [9, 5]. Такі АД можна використовувати при короткотривалих режимах роботи при частих пусках і гальмуванні як виконавчі двигуни в технічних пристроях автоматики та інших галузях промисловості.

В даній статті побудову математичних макромоделей компонент систем приводу показано на

прикладі короткозамкненого асинхронного двигуна, в розсічення нульової точки обмотки статора якого включено шестипульсний міст з діодами VD1—VD6 (рис. 1).

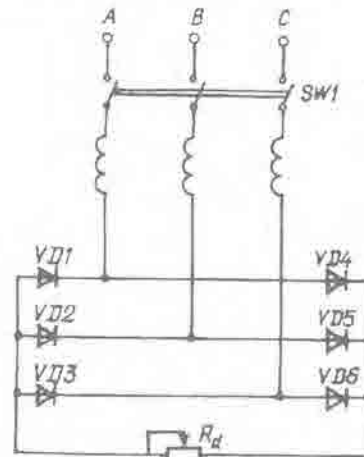


Рис. 1

Макромодель даного електропривода будемо у вигляді дискретного рівняння змінних стану:

$$\begin{aligned} \vec{x}^{\vec{k}+1} &= F \vec{x}^{\vec{k}} + G \vec{v}^{\vec{k}} + \Phi(\vec{x}^{\vec{k}}, \vec{v}^{\vec{k}}), \\ \vec{y}^{\vec{k}+1} &= C \vec{x}^{\vec{k}+1} + D \vec{v}^{\vec{k}+1}, \end{aligned} \quad (1)$$

де  $\vec{x}^{\vec{k}}$  — дискретні значення вектора змінних стану;  $F, G, C, D$  — розраховані в процесі побудови моделі матриці, розмірність яких залежить від розмірності вектора  $\vec{x}^{\vec{k}}$ ;  $\vec{v}^{\vec{k}}$  — дискретні значення вектора вхідних змінних;  $\vec{y}^{\vec{k}}$  — дискретні значення вектора вихідних змінних;  $k$  — номер дискрети;  $\Phi(\vec{x}^{\vec{k}}, \vec{v}^{\vec{k}})$  — деяка нелінійна вектор-функція, яка в загальному випадку визначається таким чином:

$$\begin{aligned} \Phi(\vec{x}^{\vec{k}}, \vec{v}^{\vec{k}}) &= \sum \alpha_{ijlm} \vec{v}_j^{\vec{k}} \vec{v}_l^{\vec{k}} \vec{v}_m^{\vec{k}} + \\ &+ \sum \beta_{ijlm} \vec{v}_j^{\vec{k}} \vec{v}_l^{\vec{k}} \vec{v}_m^{\vec{k}} + \sum \gamma_{ijlm} \vec{x}_i^{\vec{k}} \vec{x}_l^{\vec{k}} \vec{v}_m^{\vec{k}} + \\ &+ \sum \delta_{ijlm} \vec{x}_i^{\vec{k}} \vec{x}_l^{\vec{k}} \vec{x}_m^{\vec{k}} + \sum a_{ijl} \vec{v}_j^{\vec{k}} \vec{v}_l^{\vec{k}} + \\ &+ \sum b_{ijl} \vec{x}_i^{\vec{k}} \vec{v}_l^{\vec{k}} + \sum c_{ijl} \vec{x}_i^{\vec{k}} \vec{x}_l^{\vec{k}}, \end{aligned} \quad (2)$$

де  $\alpha_{ijlm}, \beta_{ijlm}, \gamma_{ijlm}, \delta_{ijlm}$  — тензори 4-го рангу, а  $a_{ijl}, b_{ijl}, c_{ijl}$  — тензори 3-го рангу, розраховані шляхом оптимізації.

Оскільки досліджувана трифазна система є симетричною, то за вхідні прийнято діючі значення напруги  $\vec{U}$  обмотки статора лише однієї з фаз та механічний момент навантаження  $M$ , що прикладений до ротора двигуна, а за вихідні — діючі значення струму  $\vec{I}$  в цій же обмотці статора та частоту обертання ротора  $n$ . Тому вектори вхідних і вихідних змінних є дискретними значеннями наступ-

них векторів:

$$\vec{v}^{\rightarrow(k)} = \begin{pmatrix} \vec{U}^{\rightarrow(k)} \\ \vec{M}^{\rightarrow(k)} \end{pmatrix}, \quad \vec{y}^{\rightarrow(k)} = \begin{pmatrix} \vec{I}^{\rightarrow(k)} \\ \vec{n}^{\rightarrow(k)} \end{pmatrix}. \quad (3)$$

Ідентифікація макромоделі з використанням оптимізації проводиться шляхом знаходження мінімуму деякої функції, яка характеризує відхилення поведінки моделі від поведінки модельованого об'єкта [7]. Якщо модель задається рівнянням  $\vec{y}^{\rightarrow} = \Phi(\vec{n}, \vec{\beta})$ , де  $\vec{n}^{\rightarrow}$  – вхідний сигнал,  $\vec{y}^{\rightarrow}$  – вихідний сигнал,  $\Phi$  – деякий оператор,  $\vec{\beta}$  – вектор параметрів моделі, то згадана функція, яку називають функцією мети, матиме вигляд  $Q(\vec{\beta}) = E(\vec{y}, \vec{y}^{\rightarrow})$ , де  $\vec{y}$  – відгук моделі на тестовий сигнал, розрахований з допомогою моделі,  $\vec{y}^{\rightarrow}$  – реакція реального об'єкта на цей же тестовий сигнал. Функція  $E(\vec{y}, \vec{y}^{\rightarrow})$  визначає відстань між дискретними векторами  $\vec{y}$  і  $\vec{y}^{\rightarrow}$ . Для фіксованого набору тестових сигналів функція мети є функцією лише вектора параметрів моделі  $\vec{\beta}$ . Таким чином, знайшовши мінімум функції  $Q(\vec{\beta})$ , ми знайдемо такі значення вектора параметрів моделі  $\vec{\beta}$ , при яких відхилення поведінки моделі на заданій множині тестових сигналів від поведінки модельованого об'єкта за критерієм  $E(\vec{y}, \vec{y}^{\rightarrow})$  буде мінімальним.

Побудова математичної макромоделі системи електропривода проводилася на основі дискретних значень експериментально знятих перехідних характеристик короткозамкненого асинхронного двигуна типу 4A80A4 УЗ з номінальними даними:  $P_n = 1,1$  кВт,  $n_n = 1420$  об/хв. За вихідні дані було взято перехідні процеси при пуску АД, та при чотирьох, різних за значенням моменту, пакидах навантаження. Для зняття перехідних процесів використовувався аналогово-цифровий перетворювач типу ADA-1406 DAC з частотою дискретизації 10 кГц.

Процес побудови моделі здійснювався у такому порядку.

1. Вибирається набір вхідних і вихідних даних та форма майбутньої моделі, що записана через невідомі коефіцієнти – вектор змінних стану  $\vec{x}$ , елементи матриць  $F$ ,  $G$ ,  $C$ ,  $D$  та елементи нелінійної вектор-функції  $\Phi(\vec{x}^{\rightarrow(k)}, \vec{v}^{\rightarrow(k)})$ .

2. Будується лінійна макромодель за допомогою алгоритму Хо-Калмана з використанням оптимізації у вигляді:

$$\begin{aligned} \vec{x}^{\rightarrow(k+1)} &= F \vec{x}^{\rightarrow(k)} + G \vec{v}^{\rightarrow(k)}, \\ \vec{y}^{\rightarrow(k+1)} &= C \vec{x}^{\rightarrow(k+1)} + D \vec{v}^{\rightarrow(k+1)}. \end{aligned} \quad (4)$$

Для оптимізації використовується метод прямого конуса Растрігіна з адаптацією параметрів пошуку.

3. Лінійна макромодель доповнюється нелінійною вектор-функцією  $\Phi(\vec{x}^{\rightarrow(k)}, \vec{v}^{\rightarrow(k)})$ .

4. Проводиться остаточна оптимізація макромоделі, де процедурі оптимізації піддаються усі ко-

ефіцієнти.

5. Перевіряються отримані в результаті макромодельовання відгуки на тестові сигнали із знятими експериментально даними та розраховується похибка моделі за виразом:

$$\varepsilon = (b/a)^{0,5} \cdot 100\%, \quad (5)$$

де  $a = \sum_{k=1}^n (y^{(k)})^2$ ,  $b = \sum_{i=1}^n (y^{*(k)} - y^{(k)})^2$ ,  $y^{(k)}$  – ордината  $k$ -тої дискрети реального значення сигналу,  $y^{*(k)}$  – ордината  $k$ -тої дискрети значення сигналу, який був отриманий внаслідок моделювання за допомогою оптимізації.

В результаті похибка становила більше 8%, причому введення нелінійної функції  $\Phi(\vec{x}^{\rightarrow(k)}, \vec{v}^{\rightarrow(k)})$  суттєво не покращувало точність моделі. Слід відзначити, що елементи, які входять у нелінійну функцію, були досить малими ( $10^{-4}$ ), тобто незручними для аналізу та формування моделі. Тому було проведено масштабування вхідних даних.

Після масштабування повторюються пункти 1–5. Порядок моделі дорівнює трьом. Оптимізація проводилася тим самим методом, що й раніше, крім початкової, де використовувався метод напрямної сфери. Загальна похибка такої нелінійної моделі менше 4,5%. Криві струму та частоти обертання ротора зняті експериментально (суцільна лінія) та отримані з нелінійної моделі (штрихова лінія) при пуску ( $a$ ) та пакидах і скиданнях навантаження ( $b-c$ ), зображені на рис. 2.

За функцію мети при проведенні оптимізації взято наступний вираз:

$$Q = \sum_{k,i} (\vec{y}_i^{\rightarrow(k)} - \vec{y}_i^{\rightarrow*(k)})^2, \quad (6)$$

де  $\vec{y}_i^{\rightarrow(k)}$ ,  $\vec{y}_i^{\rightarrow*(k)}$  – дискретне значення вихідної змінної, отримане з експерименту, та розраховане за допомогою моделі, відповідно.

В результаті моделювання загальна модель третього порядку матиме наступні значення матричних коефіцієнтів:

$$\begin{aligned} \vec{x}^{\rightarrow(k)} &= \begin{bmatrix} -3,6 \\ -2,5 \\ 17 \end{bmatrix}, \quad F = \begin{bmatrix} 0,83 & -0,39 & 0,13 \\ -0,2 & 0,54 & -0,36 \\ -0,1 & -0,32 & 0,25 \end{bmatrix}, \\ G &= \begin{bmatrix} 1,5 & 0,15 \\ 0,69 & 0,05 \\ -1 & -0,47 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} -0,98 & -1,9 & -2,5 \\ 1 & 1,9 & 2,5 \end{bmatrix}, \\ D &= \begin{bmatrix} -0,28 & 1,1 \\ -0,08 & 0,23 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (7)$$

Числові значення величин, зняті експеримен-



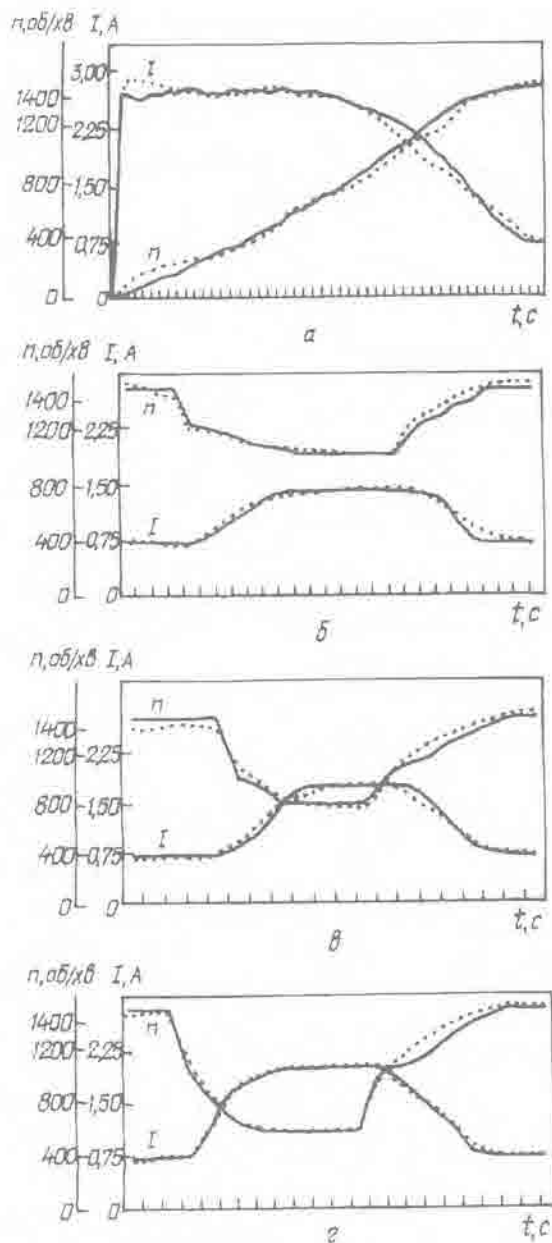


Рис. 2

тально та отримані за допомогою дискретної математичної макромоделі з нелінійними елементами, при найбільшому нахилі і скиданні навантаження двигуна, наведено в таблиці.

**Висновки.** Отримана математична модель асинхронного двигуна, в розсічення пульсової точки обмотки статора якого включено шестипульсний діодний міст. В подальшому вона може бути використана для розрахунку системи електропривода, компонентом якої є модельований об'єкт. Така макромодель з похибкою 4,5% при порівняно малих затратах часу на побудову добре відображає поведінку роботи вентиляційної системи електропривода в різних режимах його роботи, зокрема враховує

нелінійні характеристики.

t, с	Експериментальні дані				Змодельовані дані	
	M, Нм	U, В	n, об/хв	I, А	n, об/хв	I, А
1	0,00	124,0	1480	0,75	1433	0,68
2	0,00	124,0	1480	0,75	1447	0,70
3	0,00	124,0	1480	0,75	1438	0,77
4	41,16	124,0	1046	0,76	1085	0,77
5	41,16	123,69	851	1,04	875	1,09
6	41,16	123,39	709	1,65	698	1,57
7	41,16	123,09	620	1,85	606	1,86
8	41,16	122,94	567	1,96	576	2,00
9	41,16	122,79	567	2,08	570	2,06
10	41,16	122,79	567	2,08	571	2,08
11	41,16	122,79	567	2,08	571	2,10
12	41,16	122,79	567	2,08	574	2,10
13	41,16	122,79	567	2,08	578	2,09
14	0,00	122,79	957	2,08	919	2,10
15	0,00	122,94	1063	1,96	1068	1,90
16	0,00	123,09	1081	1,73	1187	1,65
17	0,00	123,39	1170	1,44	1281	1,44
18	0,00	123,54	1258	1,21	1353	1,27
19	0,00	123,69	1365	0,85	1411	0,94
20	0,00	123,85	1427	0,76	1457	0,82
21	0,00	124,0	1480	0,75	1498	0,74
22	0,00	124,0	1480	0,75	1494	0,75
23	0,00	124,0	1480	0,75	1496	0,74

1. Копылов И.П. Математическое моделирование электрических машин. — М.: Высшшлнк., 1987. — 248 с.

2. Костинюк Л., Мороз В., Паранчук Я. Моделирование электроприводов: Навч. пос. — Львів: НУ "Львівська політехніка", 2004. — 404 с.

3. Куцук А.С., Плахтина О.Г. Розробка цифрових моделей електромеханічних систем на основі об'єктно-орієнтованого проєктування // Вісн. НГУ "Харківський політехнічний інститут". — 2005. — Вип. 45. — С. 128—129.

4. Плахтина О.Г. Математическое моделирование электромашинно-вентильных систем. — Львов: Вища школа, 1986. — 164 с.

5. Селенин Й.Р. Характеристики асинхронного электропривода с нелинейностями в колі статора // Вісн. НУ "Львівська політехніка". Електроенергетичні та електромеханічні системи. — 2007. — № 587. — С. 89—93.

6. Стахів П.Г., Казак Ю.Я. Побудова макромоделі електромеханічних компонентів із використанням оптимізації // Техн. електродинаміка. — 2001. — №4. — С. 33—36.

7. Эйхофф П. Основы идентификации систем управления. Оценка параметров состояния. — М.: Мир, 1975. — 683 с.

8. Штилло В.П. Операторно-рекуррентный анализ электрических цепей и систем. — М.: Энергоатомиздат, 1991. — 312 с.

9. Патент України 19002, Электропривод змінного струму.

10. Hinamoto T., Mackava S. Approximation of polynomial state-affine discrete-time systems // IEEE Trans. Circ. and Syst. — 1984. — Vol. 33 — № 8. — Pp. 713—721.

Надійшла 16.05.2008



## Математическая модель вентильного индукторно-реактивного двигателя, питающегося от выпрямителя

При противовключении какой-либо фазы обмотки вентильного индукторно-реактивного двигателя, в соответствии с используемой математической моделью, знак напряжения на обмотке изменяется на противоположный, а величина напряжения при этом остается неизменной. Такая математическая модель адекватна в том случае, если вентильный индукторно-реактивный двигатель питается от генератора постоянного тока или аккумулятора. При питании вентильного индукторно-реактивного двигателя от выпрямителя при противовключении энергия, запасенная в индуктивности обмотки, переходит в емкость на выходе выпрямителя, а выпрямитель замыкается возросшим напряжением на емкости. При этом система дифференциальных уравнений, описывающих электромагнитные процессы в двигателе, видоизменяется. Предложена математическая модель, учитывающая указанные особенности.

При противовключенні будь-якої фази обмотки вентильного індукторно-реактивного двигуна, відповідно до математичної моделі, що використовується, знак напруги на обмотці змінюється на протилежний, а величина напруги при цьому залишається незмінною. Така математична модель адекватна в тому випадку, коли вентильний індукторно-реактивний двигун живиться від генератора постійного струму або аккумулятора. При живленні вентильного індукторно-реактивного двигуна від випрямляча при противключенні енергія, що запасена в індуктивності обмотки, переходить у ємність на виході випрямляча, а випрямляч замикається підвищеною напругою на ємності. При цьому система диференціальних рівнянь, що описує електромагнітні процеси у двигуні, видозмінюється. Запропоновано математичну модель, що враховує зазначені особливості.

В настоящее время в передовых странах мира постоянно расширяется производство вентильных индукторно-реактивных двигателей [1, 7]. В.И. Ткачук [11] и Ю.В. Мнускин [8] показали, что при использовании емкостных накопителей энергии габаритная мощность вентильных индукторно-реактивных двигателей увеличивается на 35–38% и становится практически одинаковой с габаритной мощностью асинхронных машин. Наряду с этим проводятся работы по дальнейшему их совершенствованию, постоянно ведутся углубленные экспериментальные и теоретические исследования электромагнитных и электромеханических процессов в этих машинах, без которых невозможно улучшение их конструкции, снижение массогабаритных показателей и повышение энергетических характеристик. В литературных источниках [2, 7, 10, 11] и многих других электромагнитные и электромеханические процессы в вентильном индукторно-реактивном двигателе описываются уравнениями

$$U = r i + \partial \Psi / \partial t, \quad (1)$$

$$M_{\text{дв}} - M_{\text{с}} = J \partial \omega / \partial t, \quad (2)$$

где  $U$  — напряжение источника питания,  $r$  — активное сопротивление обмотки статора,  $\Psi$  — потоко-сцепление,  $t$  — время,

$$M_{\text{дв}}(t, \lambda) = \int_0^i \left( \partial \Psi / \partial \lambda \right) di, \quad (3)$$

$M_{\text{дв}}$  — момент двигателя,  $M_{\text{с}}$  — момент сопротивления механизма,  $J$  — суммарный момент инерции двигателя и механизма,  $\omega$  — угловая скорость вращения,  $\lambda$  — угол поворота ротора.

Следует отметить, что существуют программы, которые позволяют при расчете поля рассчитывать момент, но в эти программы необходимо в качестве исходных данных вводить распределение и величины токов, которые изменяются во времени. Характер их изменения можно определить только из решения системы дифференциальных уравнений. При решенной же системе момент определяется по приведенной формуле и при этом нет необходимости определять его, решая полевую задачу. На основании расчета поля представляется целесообразным определять минимальную индуктивность с учетом насыщения.

Левая часть первого уравнения за цикл коммутации принимает три значения:

—  $U$  — когда обмотка подключена к выпрямителю, при этом транзисторы  $SV1$  и  $SV2$  (рис. 1, а) открыты. При этом включении напряжение на емкости  $U_{\text{с}} = U$ ;

—  $0$  — когда обмотка замкнута сама на себя, при этом транзистор  $SV1$  закрыт, а  $SV2$  открыт (рис. 1, б);

—  $(-U)$  — когда начало и конец обмотки поменялись местами относительно зажимов выпрямителя (режим противовключения), при этом оба транзистора закрыты (рис. 1, в).

Но последняя ситуация будет иметь место

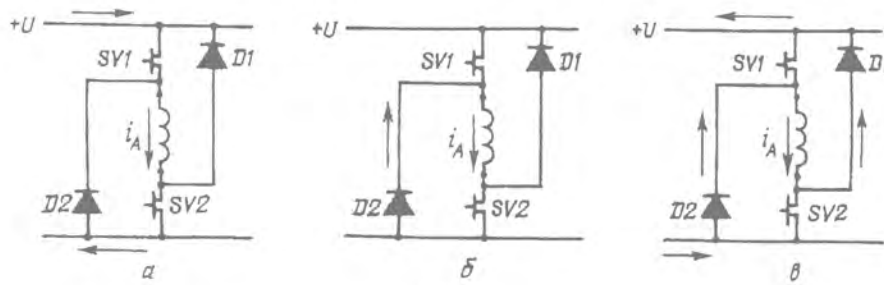


Рис. 1

только в том случае, если вентильный индукторно-реактивный двигатель питается от аккумулятора или генератора постоянного тока. При этом энергия, запасенная в обмотке, будет возвращаться в источник. В случае же питания от сети переменного тока через выпрямитель, к выходу которого подсоединен конденсатор (рис. 2), напряжение на выходе обмотки, превышающее напряжение на выходе выпрямителя, запрет его и уравнение (1) запишется

$$U_C = r i + \partial \Psi / \partial t, \quad (4)$$

где  $U_C$  — напряжение на конденсаторе.

Потокоцепление  $\Psi$  является функцией тока  $i$  и угла поворота ротора  $\lambda$ . С учетом этого (4) можно представить в виде

$$U_C = r i + \frac{\partial \Psi}{\partial i} \cdot \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{\partial \Psi}{\partial \lambda} \cdot \frac{\partial \lambda}{\partial t}.$$

Т. к.

$$\partial \lambda / \partial t = \omega, \quad (5)$$

то окончательно можно записать

$$U_C = r i + \frac{\partial \Psi}{\partial i} \cdot \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{\partial \Psi}{\partial \lambda} \cdot \omega. \quad (6)$$

Целью данной статьи является рассмотрение электромагнитных и электромеханических процессов в вентильном индукторно-реактивном двигателе при его питании через выпрямитель.

При парной симметричной и несимметричной коммутации параллельно конденсатору могут одновременно быть присоединены несколько фаз. В этом случае емкостной ток можно представить в

виде

$$i_C = i_B - \sum_{k=1}^m K_{iC} \cdot i_k, \quad (7)$$

где  $i_B$  — ток выпрямителя,  $k$  — номер фазы,  $m$  — число фаз,

$$K_{iC} = \begin{cases} 1, & \text{если } \gamma_{on} \leq \lambda \leq \alpha_k \text{ и } i \leq i_{гр}; \\ 0, & \text{если } \alpha_k \leq \lambda \leq \gamma_{off}; \\ 0, & \text{если } i \geq i_{гр}; \\ -1, & \text{если } \gamma_{off} \leq \lambda \leq 2\pi \text{ и } i \geq 0, \end{cases}$$

где  $K_{iC}$  — коэффициент, указывающий направление тока обмотки относительно точки соединения конденсатора с положительным зажимом выпрямителя,  $\gamma_{on}$  — угол включения обмотки,  $\lambda$  — текущее значение угла поворота ротора,  $\alpha_k$  — угол закорачивания обмотки,  $i_{гр}$  — обеспечиваемое коммутатором граничное значение тока,  $\gamma_{off}$  — угол противовключения обмотки.

Поскольку в (1) напряжение  $U$  было постоянным, независящим от времени, а в уравнении (6) напряжение на емкости  $U_C$  является функцией времени, то необходимо составить еще одно дифференциальное уравнение для его определения.

Из уравнения электрического равновесия для контура, состоящего из сети с напряжением  $U_1$ , диодов и емкости с напряжением  $U_C$ , для тока через выпрямитель можно записать

$$i_B = (U_1 - U_C) / 2r_B(U). \quad (8)$$

Здесь  $r_B(U)$  — сопротивление диодов как функция

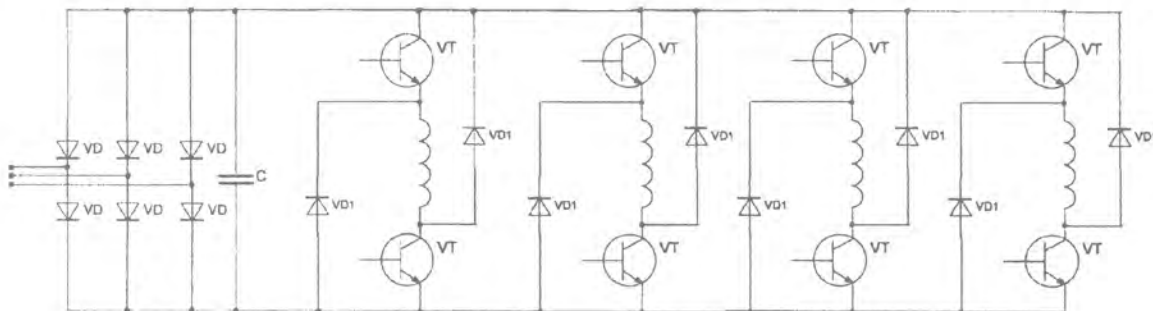


Рис. 2

от приложенного напряжения, которое аппроксимируется выражением

$$r_B(U) = a \cdot \exp(bU + r_o), \quad (9)$$

где  $a$  и  $b$  — константы, определяемые с помощью вольтамперной характеристики диода,  $r_o$  — сопротивление диода в открытом состоянии.

Ток через емкость

$$i_C = C \cdot dU_C / dt. \quad (10)$$

Подставив в (7) значения  $i_B$  и  $i_C$  по (8),(10), получим

$$\frac{dU_C}{dt} = \frac{U_1 - U_c}{2r_B(U) \cdot C} - \sum_{k=1}^m K_{iC} \cdot i_k. \quad (11)$$

Производные от потокосцепления по углу поворота ротора и по току входят в (3),(6). С помощью функций сплайн-интерполяции и сплайн-аппроксимации системы MathCAD 2001 [4] получено выражение для зависимости потокосцепления от тока и угла поворота ротора в виде

$$\Psi(i, \lambda) = \begin{cases} L(\lambda) \cdot i, & \text{если } i \leq i_{гр} \{L(\lambda)\}; \\ \Psi_c(i) - \Psi_c \{i_{гр} \{L(\lambda)\}\} + L(\lambda) \cdot i_{гр} \{L(\lambda)\}, & \text{если } i \geq i_{гр} \{L(\lambda)\}, \end{cases} \quad (12)$$

где  $L(\lambda) = 0,5[L_{\max} + L_{\min} - (L_{\max} - L_{\min}) \cdot \cos(\lambda)]$  — зависимость индуктивности от угла поворота ротора;  $\Psi_c(i)$  — зависимость потокосцепления от тока при согласованном положении зубцов ротора и статора;  $i_{гр} \{L(\lambda)\}$  — зависимость граничного тока линейного участка от текущего значения его индуктивности, которая, в свою очередь, является функцией от угла поворота ротора  $\lambda$ . Определение этой функции освещено в [5].

Функции, входящие во вторую строку (12), не представлены аналитически. Поэтому производную первого слагаемого определяем численно по точкам

$$\frac{\partial \Psi_{cK}}{\partial i_k} = \frac{\Psi_c(1,001 \cdot i_k) - \Psi_c(i_k)}{0,001 \cdot i_k}, \quad (13)$$

а затем определяем функцию  $\Psi_{ic}(i)$  сплайн-интерполяцией и сплайн-аппроксимацией. Т.к.  $\Psi_{ic}(i)$  является монотонно убывающей функцией, то аппроксимировать ее, используя процедуры MathCAD, невозможно. Поэтому аппроксимации была подвергнута функция, представляющая собой разность  $\Delta L(i) = L_{\max} - \Psi_{ic}(i)$ , которая монотонно возрастает. После получения аппроксимирующей зависимости искомая функция была представлена в

виде  $\Psi_{ic} = L_{\max} - \Delta L(i)$ . Что же касается производной от потокосцепления по углу поворота ротора  $\partial \Psi / \partial \lambda$ , то ее невозможно получить сплайн-интерполяцией и сплайн-аппроксимацией, т.к. она не является монотонно возрастающей функцией. Для получения аналитической зависимости  $\partial \Psi / \partial \lambda = \Psi'(\lambda)$  с шагом, равным 1 градусу, в интервале от 0 до 360 электрических градусов вычисляются значения суммы второго и третьего слагаемых нижней строки (12), т.к. только эти слагаемые зависят от угла поворота ротора  $\lambda$ . Затем, используя реализованную в MathCAD функцию linfit, осуществляющую линейную регрессию общего вида [4], определяем аналитическую зависимость суммы указанных слагаемых от угла поворота ротора. Установлено, что наилучшим образом приближение обеспечивается функцией вида

$$\Psi_{2,3}(\lambda) = K_0 + K_1 \cdot L(\lambda)^{0,47} + K_2 \cdot \lambda^2. \quad (14)$$

На рис. 3 показана пунктирной линией исходная функция, а сплошной — аппроксимирующая. (Для исследуемого двигателя  $P=3$  кВт,  $n=6000$  об/мин, принято:  $Z_c=8$ ,  $Z_p=6$ ,  $K_0=-0,447$ ,  $K_1=1,858$ ,  $K_2=-1,628 \cdot 10^{-6}$ ).

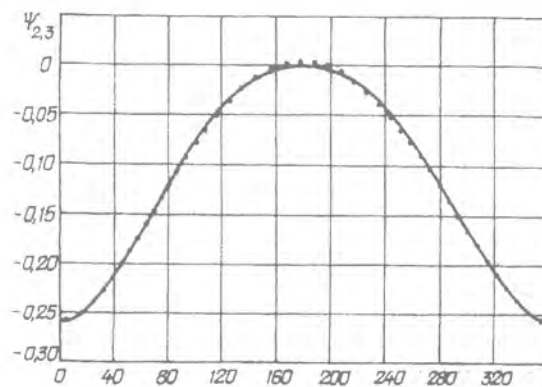


Рис. 3

По функциям (12—14) определяются частные производные от потокосцепления по току и углу поворота ротора

$$\Psi'_i(i, \lambda) = \begin{cases} L(\lambda), & \text{если } i \leq i_{гр} \{L(\lambda)\}; \\ \Psi'_{ic}(i), & \text{если } i \geq i_{гр} \{L(\lambda)\}, \end{cases} \quad (15)$$

$$\Psi'_\lambda(i, \lambda) = \begin{cases} 0,5(L_{\max} - L_{\min}) \sin(\lambda) i, & \text{если } i \leq i_{гр} \{L(\lambda)\}; \\ 0,235 K_1 L(\lambda)^{-0,53} (L_{\max} - L_{\min}) \sin(\lambda) + 2K_2 \lambda, & \text{если } i \geq i_{гр} \{L(\lambda)\}. \end{cases} \quad (16)$$

Аналитическая зависимость (16) позволяет получить выражение для момента двигателя



$$M_{\text{эм}}(i, \lambda) = \begin{cases} 0,25(L_{\text{max}} - L_{\text{min}}) \sin(\lambda) i^2, & \text{если } i \leq i_{\text{вр}} \left\{ L(\lambda) \right\}; \\ 0,25(L_{\text{max}} - L_{\text{min}}) \sin(\lambda) i_{\text{вр}} \left\{ L(\lambda) \right\}^2 + \\ + \left[ 0,235K_1 L(\lambda) - 0,53(L_{\text{max}} - L_{\text{min}}) \sin(\lambda) + \right. \\ \left. + 2K_2 \lambda \right] \cdot \left[ i - i_{\text{вр}} \left\{ L(\lambda) \right\} \right], & \text{если } i \geq i_{\text{вр}} \left\{ L(\lambda) \right\}. \end{cases} \quad (17)$$

Совокупность приведенных формул позволяет записать систему дифференциальных уравнений, представляющую математическую модель вентильного индукторно-реактивного двигателя

$$\begin{cases} U_c = r i_1 + \Psi_i(i_1, \lambda) \cdot \frac{\partial i_1}{\partial t} + \Psi_\lambda(i_1, \lambda) \omega \\ \dots \\ U_c = r i_m + \Psi_i(i_m, \lambda) \cdot \frac{\partial i_m}{\partial t} + \Psi_\lambda(i_m, \lambda) \omega \\ \sum_{k=1}^m M_{\text{эм}k}(i, \lambda) - M_c = J \frac{\partial \omega}{\partial t} \\ \frac{dU_c}{dt} = \left[ \frac{U_1 - U_c}{2r_B(U)} - \sum_{k=1}^m K_{iC} i_k \right] \frac{1}{C} \\ \omega = \partial \lambda / \partial t \end{cases} \quad (18)$$

Полученная система дифференциальных уравнений является нелинейной, и ее интегрирование может быть осуществлено методом Рунге-Кутты. Для этого ее необходимо представить разрешенной относительно первых производных от искомым величин

$$\begin{cases} \frac{\partial i_1}{\partial t} = \frac{U_c - r i_1 - \Psi_i(i_1, \lambda) \cdot \omega}{\Psi_i(i_1, \lambda)} \\ \dots \\ \frac{\partial i_m}{\partial t} = \frac{U_c - r i_m - \Psi_i(i_m, \lambda) \cdot \omega}{\Psi_i(i_m, \lambda)} \\ \frac{\partial \omega}{\partial t} = \left[ \sum_{k=1}^m M_{\text{эм}k}(i, \lambda) - M_c \right] / J \\ \frac{dU_c}{dt} = \left[ \frac{U_1 - U_c}{2r_B(U)} - \sum_{k=1}^m K_{iC} i_k \right] \frac{1}{C} \\ \omega = \partial \lambda / \partial t \end{cases} \quad (19)$$

Интегрирование данной системы следует выполнять с шагом не более 5 мксек. Иначе памяти компьютера не хватит, чтобы рассчитать весь процесс от момента включения двигателя до установившегося режима. Поэтому первоначально задаются нулевые начальные условия для токов фаз, скорости вращения, угла поворота ротора,  $U_c = U_1$  для напряжения на емкости. Затем при последующем этапе интегрирования системы в качестве на-

чальных условий берутся значения указанных величин, полученные в конечной точке предыдущего этапа. Таким образом, за несколько циклов удается достичь до установившегося режима.

В результате интегрирования при одинаковых параметрах двигателя системы (19) и системы, описывающей процессы в двигателе при его питании от аккумулятора без емкости, получены следующие отличия:

— при одиночной коммутации напряжение на емкости в переходном процессе повышается на 53% (рис. 4, а, б: для более полного представления формы изменения напряжения на емкости график на рис. 4, а представлен в большем масштабе по времени по оси абсцисс; для представления характера изменения амплитуды напряжения от времени в малом масштабе по времени приведен график рис. 4, б);

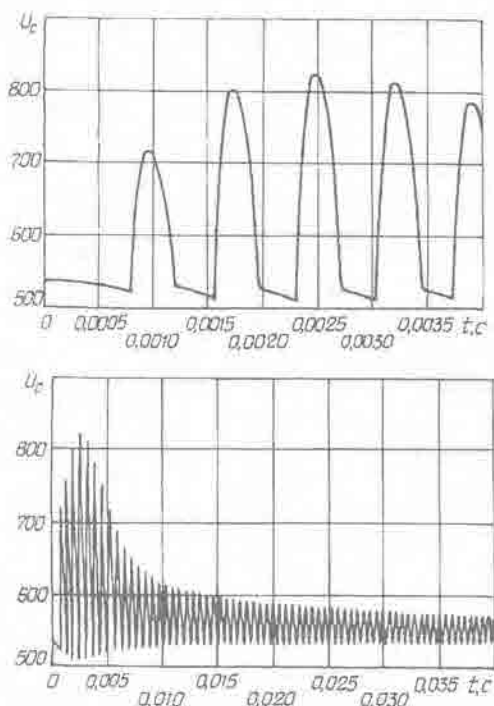


Рис. 4

— скорость вращения ротора при разгоне на 6–7% выше (рис. 5, сплошная кривая — разгон с емкостью, пунктирная — без емкости);

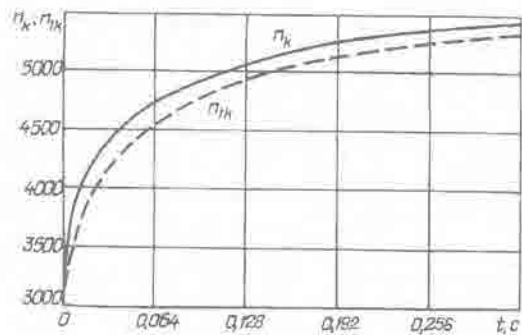


Рис. 5

— при парной коммутации максимальное напряжение на емкости снижается до 10% за счет частичного разряда противовключенной фазы на фазу, находящуюся под прямым включением;

— отличия в токах, потоках, моментах и скоростях вращения практически отсутствуют;

— при увеличении емкости, даже при одиночной коммутации, превышение напряжения снижается, так при емкости 25 мкФ оно составляло 53%, а при емкости 100 мкФ — 8%;

Как показано в [6], характер функции  $L(\lambda)$  существенно видоизменяется в зависимости от степени насыщения сердечников статора и ротора. Учесть изменение зависимости индуктивности от угла поворота ротора можно введением третьей гармоники

$$L_{\text{н}}(\lambda) = L(\lambda) + L_3 \cos(3\lambda) - L_{\text{const}}, \quad (20)$$

где  $L_{\text{н}}(\lambda)$  — зависимость индуктивности от угла поворота ротора при насыщении,  $L_3$  и  $L_{\text{const}}$  — амплитуда третьей гармоники и постоянная составляющая указанной функции.

Аппроксимация зависимости индуктивности от угла поворота ротора также осуществлена более универсальной и точной функцией [7]

$$L(\lambda) = \begin{cases} L_{\min} + d \cdot \lambda^{12}, & \text{если } 0 \leq \lambda \leq \gamma_1; \\ L_{\min} + d \cdot \lambda^{12} + k_a (\lambda - \gamma_1)^{k_1}, & \text{если } \gamma_1 \leq \lambda \leq \gamma_{hr}; \\ L_{\max} - D_1 (\pi - \lambda)^{k_1}, & \text{при остальных значениях } \lambda, \end{cases} \quad (21)$$

где  $\gamma_1 = \pi - \frac{\beta_s + \beta_r}{2}$ ,  $\beta_s$  и  $\beta_r$  — дуги статора и ротора

соответственно,  $d = \frac{k_a}{11\gamma_1^{11}}$ ,  $k_a = \frac{(L_{\max} - L_{\min})}{(\gamma_2 - \gamma_1)}$ ,

$\gamma_2 = \pi - \frac{|\beta_s - \beta_r|}{2}$ ,  $D_1 = \frac{L_{\max} - A}{(\gamma_{hr} - \gamma_1)k_1}$ ,  $k_1 = \frac{k_a(\gamma_a - \gamma_{hr})}{L_{\max} - A}$ ,

$A = L_{\min} + d \cdot \gamma_1^{12} + k_a(\gamma_{hr} - \gamma_1)$ ,  $\gamma_{hr} = 0,95 \cdot \gamma_2$ .

На рис. 6 показаны кривые изменения тока фазы при ненасыщенном магнитопроводе — сплошная линия, при насыщенном магнитопроводе — пунктирная линия и при насыщенном магнитопроводе и замыкании обмотки самой на себя при значении угла поворота ротора 110 электрических градусов — штрих-пунктирная кривая. Из этих кривых, полученных интегрированием системы (19), видно, что при насыщении в кривой тока появляется провал, а при замыкании обмотки самой на себя за 40 электрических градусов перед противовключением имеет место более кратковременное спадание тока до нуля. Благодаря этому при неизменной полезной мощности повышается

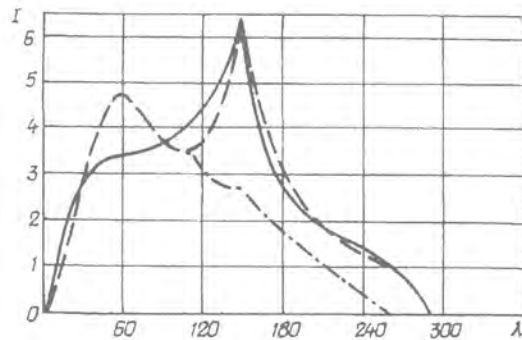


Рис. 6

КПД, т. к. в зоне углов, больших 180 электрических градусов, снижается тормозной момент, кроме того снижается действующее значение тока, что, в свою очередь, обуславливает снижение потерь в обмотке и увеличение КПД. Этот эффект проявляется, если магнитопровод насыщен: при ненасыщенном магнитопроводе наилучшие результаты получаются, если время пребывания обмотки в замкнутом состоянии минимально и равно времени, необходимому для нормальной коммутации транзисторов.

На основании вышеизложенного можно сделать следующие выводы.

1. При проектировании вентильных индукторно-реактивных двигателей необходимо при противовключении в системе дифференциальных уравнений учитывать изменение напряжения на емкости, особенно при одиночной коммутации, т. к. при этом возможно появление перенапряжения порядка 50—60%, которое может вывести из строя коммутатор.

2. В режиме пуска указанное напряжение несколько видоизменяет характер зависимости скорости вращения от времени, что также необходимо учитывать в электроприводах, где время пуска нормируется.

3. Увеличением емкости можно практически исключить перенапряжение.

4. При парной коммутации перенапряжение значительно снижается, что позволяет использовать меньшую емкость на выходе выпрямителя.

1. Бычков М.Г. Вентильно-индукторный электропривод: современное состояние и перспективы развития // Рынок электротехники. — 2007. — №3. — С. 48—55.

2. Бычков М.Г. Элементы теории вентильно-индукторного электропривода // Электричество. — 1997. — №8. — С. 36—44.

3. Голландцев Ю.А. Вентильные индукторно-реактивные двигатели. — С.-Пб: 2003. — 149 с.

4. Дьяков В.П. Справочник по MathCAD PLUS 7.0 PRO. Универсальная система математических расчетов. — М.: СК Пресс. 1998. — 352 с.

5. Зинченко Е.Е., Финкельштейн В.Б. Методика аппроксимации кривых намагничивания вентильных индукторно-реактивных двигателей // Электротехника и электромеханика.

— 2009, — №1, — С. 13—16.

6. Зинченко Е.Е. Экспериментальное исследование параметров вентильных индукторно-реактивных двигателей. // Вестник Нац. техн. ун-та „ХПИ“. — 2008. — № 40. — С. 30—38.

7. Кузнецов В.А., Кузьмичев В.А. Вентильно-индукторные двигатели. — М.: МЭИ, 2003. — 70 с.

8. Мускин Ю.В. Вентильный реактивный двигатель с программным формированием выходных характеристик. / Дис. на соиск. ученой степени канд. техн. наук по специальности 05.09.01 — Электрические машины и аппараты. — Донецк: ДОНТУ, 2005.

9. Остапешский Н.А., Ковган А.Н. Вентильно-индукторный привод как перспективный вид регулируемого электропривода // Электротехника і електромеханіка. — 2002. — №1. — С. 52—56.

10. Рышша В.В. Математическое моделирование линейных вентильно-реактивных двигателей // Электротехника і електромеханіка. — 2003. — №4. — С. 72—76.

11. Качук В.І. Електромеханотроніка. — Львів: Нац. ун-т "Львівська політехніка", 2006. — 440 с.

Надійшла 02.12.2008

УДК 621.313

Г.А.ЦИГАНКОВА (Нац. ун-т харчових технологій, м. Київ)

## Математичне моделювання магнітного поля в електродинамометрі для розрахунку струмів у роторі дископодібної форми

*Розглянуто особливості виникнення вихрових струмів у роторі електродинамометра дископодібної форми з осьовим повітряним робочим зазором при зубцево-пазовій конфігурації магнітопровода індуктора. Наведено результати експериментального дослідження зміни розподілу магнітної індукції в зазорі під впливом вихрових струмів у диску ротора для різного співвідношення ширини зубця і паза.*

*Рассмотрены особенности возникновения вихревых токов в роторе дископодобного электродинамометра с осевым воздушным рабочим зазором при зубчато-пазовой конфигурации магнитопровода индуктора. Приведены результаты экспериментального исследования изменения распределения магнитной индукции в зазоре под влиянием вихревых токов в диске ротора для разных соотношений ширины зубца и паза.*

Серед різноманітних гальмівних пристроїв особливе місце посідає дископодібне електромагнітне гальмо (електродинамометр), яке має електропровідний диск, що може обертатися в підшипниках індуктора з осьовим зазором [6]. Завдяки зменшеним розмірам в осьовому напрямку такого гальма, воно може бути закріплене безпосередньо на валу досліджуваного двигуна. При цьому диск буде обертатися разом із ротором двигуна, а індуктор з противагами — повертатися на кут, синус якого пропорційний моменту на валу. Щоб електромагнітне гальмо створювало гальмівний момент, індуктор повинен збуджувати у робочому зазорі неоднорідне магнітне поле. Це досягається завдяки виконанню машини з нерівномірним робочим зазором, нерівномірним внаслідок існування на індукторі зубців і пазів, що чергуються за напрямом руху диска.

Останнім часом пристроям дископодібної

форми приділяється все більше уваги [3]. Разом з тим, електромагнітні процеси в провідному середовищі, яке обертається в магнітному полі з індукцією, направленою паралельно осі обертання, досліджені недостатньо. Стаття присвячена розробці математичної моделі електромагнітного поля в електропровідному середовищі з врахуванням неоднакової швидкості руху точок середовища відносно стаціонарного неоднорідного магнітного поля. Існуючі моделі електромагнітного поля в рухомому середовищі здебільшого не враховують залежність швидкості руху середовища від просторових координат. Математична модель, що пропонується, дозволить виявити особливість електромагнітних процесів в електропровідному диску електродинамометра з осьовим робочим зазором.

Для оцінки адекватності математичної моделі проведено фізичний експеримент по визначенню гармонічного складу розподілу магнітної індукції в



— 2009. — №1. — С. 13—16.

6. Зинченко Е.Е. Экспериментальное исследование параметров вентиляльных индукторно-реактивных двигателей. // Вестник Нац. техн. ун-та „ХПИ“. — 2008. — № 40. — С. 30—38.

7. Кузнецов В.А., Кузьмичев В.А. Вентиляционно-индукторные двигатели. — М.: МЭИ. 2003. — 70 с.

8. Мускат Ю.В. Вентиляционный реактивный двигатель с программным формированием выходных характеристик. / Дис. на соиск. ученой степени канд. техн. наук по специальности 05.09.01 — Электрические машины и аппараты. — Донецьк: ДОНТУ. Донецьк. 2005.

9. Остапешевский Н.А., Ковган А.Н. Вентиляционно-индукторный привод как перспективный вид регулируемого электропривода // Электротехника і електромеханіка. — 2002. — №1. — С. 52—56.

10. Рылиша В.В. Математическое моделирование линейных вентиляционно-реактивных двигателей // Электротехника і електромеханіка. — 2003. — №4. — С. 72—76.

11. Ткачук В.І. Електромеханотроніка. — Львів: Нац. ун-т "Львівська політехніка", 2006. — 440 с.

Надійшла 02.12.2008

УДК 621.313

Г.А.ЦИГАНКОВА (Нац. ун-т харчових технологій, м. Київ)

## Математичне моделювання магнітного поля в електродинамометрі для розрахунку струмів у роторі дископодібної форми

*Розглянуто особливості виникнення вихрових струмів у роторі електродинамометра дископодібної форми з осьовим повітряним робочим зазором при зубцево-пазовій конфігурації магнітопровода індуктора. Наведено результати експериментального дослідження зміни розподілу магнітної індукції в зазорі під впливом вихрових струмів у диску ротора для різного співвідношення ширини зубця і паза.*

*Рассмотрены особенности возникновения вихревых токов в роторе дископодобного электродинамометра с осевым воздушным рабочим зазором при зубчато-пазовой конфигурации магнитопровода индуктора. Приведены результаты экспериментального исследования изменения распределения магнитной индукции в зазоре под влиянием вихревых токов в диске ротора для разных соотношений ширины зубца и паза.*

Серед різноманітних гальмівних пристроїв особливе місце посідає дископодібне електромагнітне гальмо (електродинамометр), яке має електропровідний диск, що може обертатися в підшипниках індуктора з осьовим зазором [6]. Завдяки зменшенню розмірам в осьовому напрямку такого гальма, воно може бути закріплене безпосередньо на валу досліджуваного двигуна. При цьому диск буде обертатися разом із ротором двигуна, а індуктор з противагами — повертатися на кут, синус якого пропорційний моменту на валу. Щоб електромагнітне гальмо створювало гальмівний момент, індуктор повинен збуджувати у робочому зазорі неоднорідне магнітне поле. Це досягається завдяки виконанню машини з нерівномірним робочим зазором, нерівномірним внаслідок існування на індукторі зубців і пазів, що чергуються за напрямом руху диска.

Останнім часом пристроям дископодібної

форми приділяється все більше уваги [3]. Разом з тим, електромагнітні процеси в провідному середовищі, яке обертається в магнітному полі з індукцією, направленою паралельно осі обертання, досліджені недостатньо. Стаття присвячена розробці математичної моделі електромагнітного поля в електропровідному середовищі з врахуванням неоднакової швидкості руху точок середовища відносно стаціонарного неоднорідного магнітного поля. Існуючі моделі електромагнітного поля в рухомому середовищі здебільшого не враховують залежність швидкості руху середовища від просторових координат. Математична модель, що пропонується, дозволить виявити особливість електромагнітних процесів в електропровідному диску електродинамометра з осьовим робочим зазором.

Для оцінки адекватності математичної моделі проведено фізичний експеримент по визначенню гармонічного складу розподілу магнітної індукції в

робочій зоні електродинамометра при різній конфігурації зубчатого зазора.

Для експериментального дослідження електромагнітних процесів у провідному диску електродинамічного гальма була виготовлена фізична модель [9]. У ході досліджень змінювалася форма та ширина пазів  $b_n$  та зубців  $b_z$  індуктора моделі. Було проведено експерименти для чотирьох співвідношень розмірів пазів: 1)  $b_n = \text{const} = 10$  мм; 2)  $b_n = b_z$ ; 3)  $b_n = \text{const} = 13,6$  мм; 4)  $b_n \approx 1,7 \cdot b_z$ . Для визначення гармонічного складу магнітної індукції в робочому зазорі на поверхні диску було розміщено вимірювальні витки (рис. 1), амплітуди гармонічних складових електрорушійних сил яких пропорційні амплітудам гармонічних складових магнітної індукції з числами пар полюсів  $\nu_k$ ,  $k = \overline{1, 4}$ , кратними числу пар полюсів  $\nu_{\text{роб}}$  робочої гармонічної складової магнітної індукції:

$$\begin{aligned} \nu_1 &= \nu_{\text{роб}}(2i-1), & \nu_2 &= 2\nu_{\text{роб}}(2i-1), \\ \nu_3 &= 4\nu_{\text{роб}}(2i-1), & \nu_4 &= 8\nu_{\text{роб}}(2i-1). \end{aligned} \quad (1)$$

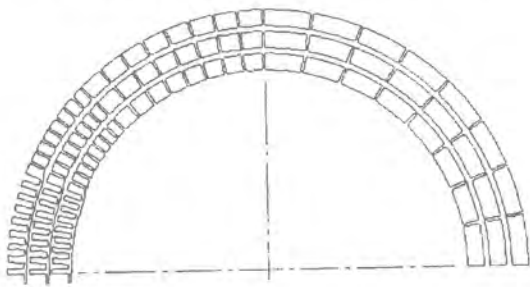


Рис. 1

Для побудови математичної моделі електромагнітних процесів в електропровідному диску електродинамічного гальма приймемо наступні припущення: 1) зубчатий зазор робочої зони можна замінити еквівалентним рівномірним зазором з розміщеними на його поверхні уявними струмами [7]; 2) електропровідність зовнішньої межі диска дорівнює  $\infty$ ; 3) індукція на бокових поверхнях диска відповідає її величині при нерухомому диску; 4) ротор має сталі товщину  $d_d$ , магнітну проникність  $\mu$ , електропровідність  $\delta$  та діелектричну проникність  $\epsilon$ .

Величину еквівалентного рівномірного зазору  $d_{\text{екв}}$  знайдемо, виходячи із збереження значення постійної складової розподілу магнітної індукції  $B_0$  в робочій зоні магнітопровода електродинамометра при заданих ампервитках обмотки збудження [9]. Схема розта-

шування елементів та розміри такої моделі електродинамометра з феромагнітним диском показані на рис. 2. Диск товщиною  $d_d$  віддалено від пакетів індуктора на величину осьового зазора  $d$  у центральній частині моделі та  $d_{\text{екв}}$  у робочій зоні. Уявні струми, розміщені на поверхні індуктора в області робочої зони, умовно показано на верхній частині рис. 3. Обмотка збудження (на рис. 2 не показана) розміщена в кільцевому пазі з внутрішнім радіусом  $r_1$  і зовнішнім радіусом  $r_2$ .

Виберемо циліндричну систему координат, розмістивши вісь  $z$  по осі обертання ротора електродинамометра, а початок координат посередині ротора (точка 0 на рис. 2). Математичну модель будемо, використовуючи принцип накладання. Будемо розглядати магнітне поле в зазорі електродинамометра при нерухомому роторі як суму хвиль розподілу магнітної індукції, яка в повітряному зазорі має лише складову по координаті  $z$ . Вихрові струми ротора, які виникають при його обертанні, не будуть змінювати гармонічний склад розподілу магнітної індукції, впливаючи лише на амплітуду та фазу кожної хвилі магнітної індукції результуючого поля.

Для визначення уявних струмів прийнятої фізичної моделі розглянемо в області зазора робочої зони довільну хвилю магнітної індукції  $B_{\nu z}$  з числом пар полюсів  $\nu$  у циліндричній системі координат  $z, r, \varphi_c$ , нерухомій відносно статора

$$B_{\nu z} = B_{\text{ав}z} \cos \nu \varphi_c. \quad (2)$$

Амплітуда  $B_{\text{ав}z}$  хвилі розподілу магнітної індукції в повітряному зазорі в загальному випадку може залежати від координати  $r$ .

Для створення такої хвилі магнітної індукції в зазорі  $d_{\text{екв}}$  повинні протікати струми, що відпові-

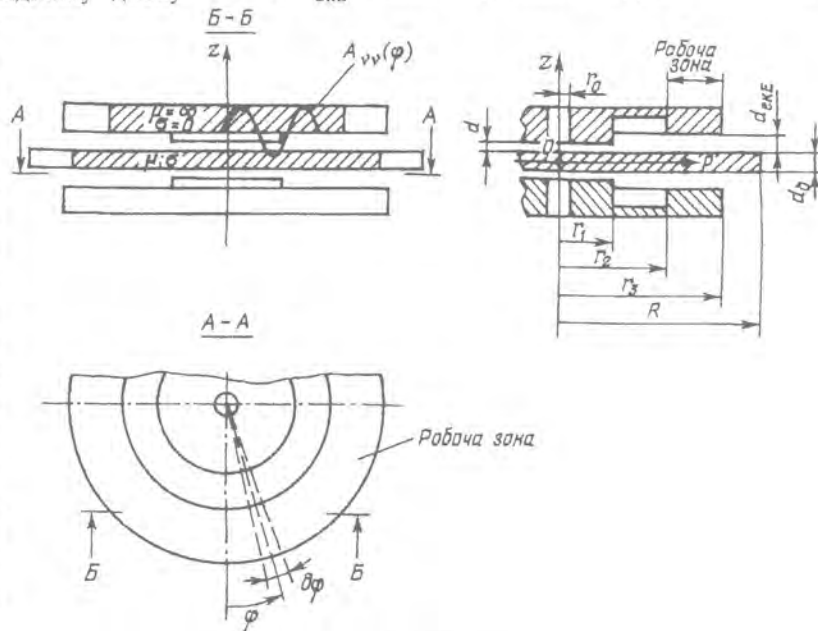


Рис. 2

дають лінійному навантаженню  $\vec{A}_v$  (рис. 3), значення якого визначається законом повного струму

$$\vec{A}_v = A_{vr} \cdot \vec{e}_r + A_{v\varphi} \cdot \vec{e}_\varphi = \frac{d_{\text{екв}}}{r} \frac{\partial H_{vz}}{\partial \rho_c} \cdot \vec{e}_r - d_{\text{екв}} \frac{\partial H_{vz}}{\partial r} \cdot \vec{e}_\varphi, \quad (3)$$

де  $H_{vz} = \mu_0^{-1} B_{vz}$  — напруженість магнітного поля у напрямку координати  $z$  для хвилі з числом пар полюсів  $\nu$  у повітряному зазорі;  $\vec{e}_r, \vec{e}_\varphi$  — координатні одиничні вектори.

Місце розміщення цих струмів слід визначати в залежності від того, в якій області робочої зони необхідно більш точно відтворити картину результуючого поля. Наприклад, для відтворення картини поля в зазорі біля межі зубець—паз із двох варіантів розміщення — у площині  $z = d_{\text{л}}/2 + d_{\text{екв}}$  або у площині  $z = d_{\text{л}}/2$ , — слід вибрати варіант розміщення в площині  $z = d_{\text{л}}/2$ , який дає більш наближену до реальної картини розподілу магнітного поля.

Таким чином, отримуємо у вибраній системі координат, перухомій відносно статора,

$$A_{vr} = -\frac{\nu d_{\text{екв}}}{\mu_0 r} B_{avz} \sin \nu \varphi_c, \quad (4)$$

$$A_{v\varphi} = -\frac{d_{\text{екв}}}{\mu_0} \frac{\partial B_{avz}}{\partial r} \cos \nu \varphi_c. \quad (5)$$

Прийmemo, що при  $t=0$  системи координат статора і ротора співпадають. Ротор обертається зі швидкістю  $\omega$  так, що координата  $\varphi$  точки в системі координат ротора пов'язана з координатою  $\varphi_c$  у системі координат статора співвідношенням  $\varphi = \varphi_c - \omega t$ . Тоді складові лінійного навантаження в системі координат, зв'язаній з ротором, запишуться

$$A_{vr} = -\frac{\nu d_{\text{екв}}}{\mu_0 r} B_{avz} \sin \nu (\varphi + \omega t), \quad (6)$$

$$A_{v\varphi} = -\frac{d_{\text{екв}}}{\mu_0} \frac{\partial B_{avz}}{\partial r} \cos \nu (\varphi + \omega t). \quad (7)$$

Аналогічно запишеться в системі координат ротора і вираз для хвилі магнітної індукції

$$B_{vz} = B_{avz} \cos \nu (\varphi + \omega t). \quad (8)$$

Це магнітне поле є першопричиною виникнення вихрових струмів у дископодібному роторі при його обертанні.

Слід врахувати, що на межах робочої зони  $r=r_2$  та  $r=r_3$ ,  $z = \pm (d_{\text{л}}/2 + d_{\text{екв}})$  (рис. 2) відбувається стрибок магнітної індукції, величина якого залежить від кутової координати  $\varphi$ . Еквівалентний

струм, який обумовлює цей стрибок для хвилі з числом пар полюсів  $\nu$ , визначається як інтеграл радіальних складових струмів на відповідній межі з врахуванням напрямку нормалі для кожної межі:

$$i_{vr} \Big|_{r_2} = -\int A_{vr} r \, d\varphi = -\int -\frac{\nu d_{\text{екв}}}{\mu_0 r} B_{av} \sin \nu \varphi_c r \, d\varphi = \\ = -\frac{d_{\text{екв}}}{\mu_0} B_{av} \Big|_{r_2} \cos \nu \varphi_c + C, \quad (9)$$

$$i_{v\varphi} \Big|_{r_3} = \int A_{v\varphi} r \, d\varphi = \int -\frac{\nu d_{\text{екв}}}{\mu_0 r} B_{av} \sin \nu \varphi_c r \, d\varphi = \\ = \frac{d_{\text{екв}}}{\mu_0} B_{av} \Big|_{r_3} \cos \nu \varphi_c + C_1. \quad (10)$$

Постійні інтегрування знаходяться із умови  $i_{v(\nu\varphi_c)} = -i_{v(\nu\varphi_c + \pi)}$ , що дає  $C=C_1=0$ .

Математична модель електромагнітних процесів ґрунтується на системі рівнянь Максвела. В системі координат, пов'язаній з індуктором, при нерухомому роторі ці рівняння будуть мати вигляд

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{j} + \partial \vec{D} / \partial t, \quad (11)$$

$$\text{rot } \vec{E} = -\partial \vec{B} / \partial t, \quad (12)$$

$$\text{div } \vec{B} = 0, \quad \vec{j} = \sigma \vec{E}, \quad (13,14)$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}, \quad \vec{B} = \mu \vec{H}. \quad (15,16)$$

Тут  $\vec{H}$  — результуючий вектор напруженості магнітного поля від струмів індуктора;  $\vec{B}$  — результуючий вектор індукції магнітного поля від струмів індуктора;  $\vec{E}$  — результуючий вектор напруженості електричного поля, обумовлений змінною магнітного поля з плином часу;  $\vec{j}$  — вектор густини струму провідності;  $\epsilon$  — діелектрична проникність;  $\vec{D}$  — вектор електричного зміщення;  $\mu$  — магнітна проникність;  $\sigma$  — питома електропровідність.

В усталеному режимі при живленні обмоток постійним струмом

$$\partial \vec{B} / \partial t = 0. \quad (16a)$$

У рухомому середовищі, яке рухається зі швидкістю  $\vec{V}$  у тій самій системі координат, електромагнітне поле описується тією ж сукупністю рівнянь, але параметри поля змінюються:

— до індукції магнітного поля  $\vec{B}$  додається індукція магнітного поля  $\vec{B}_{\text{рот}}$ , яка обумовлена струмами в роторі і визначається співвідношенням:

$$\vec{B}_{\text{рот}} = \mu \cdot \vec{H}_{\text{рот}}; \quad (17)$$

— до напруженості магнітного поля  $\vec{H}$  додається напруженість магнітного поля  $\vec{H}_{\text{рот}}$ , яка обу-



мовлена струмами в роторі і визначається співвідношенням:

$$\operatorname{rot} \vec{H}_{\text{рот}} = \vec{\delta}_{\text{рот}}; \quad (18)$$

— до густини струму  $\vec{\delta}$  додається густина струму  $\vec{\delta}_{\text{рот}}$ , яка визначається напруженістю електричного поля  $\vec{E}_{\text{рот}}$ , обумовленого рухом ротора:

$$\vec{\delta}_{\text{рот}} = \sigma \cdot \vec{E}_{\text{рот}}; \quad (19)$$

— до напруженості електричного поля  $\vec{E}$  при нерухомому роторі додається напруженість електричного поля  $\vec{E}_{\text{рот}}$ , яка обумовлена рухом ротора в результуючому магнітному полі і визначається співвідношенням:

$$\vec{E}_{\text{рот}} = [\vec{V} \times (\vec{B} + \vec{B}_{\text{рот}})]. \quad (20)$$

Таким чином, для рухомого середовища рівняння (11)–(16) приймають вигляд

$$\operatorname{rot} (\vec{H} + \vec{H}_{\text{рот}}) = \vec{\delta} + \vec{\delta}_{\text{рот}} + \frac{\partial (\vec{D} + \vec{D}_{\text{рот}})}{\partial t}, \quad (21)$$

$$\operatorname{rot} \{ \vec{E} + [\vec{V} \times (\vec{B} + \vec{B}_{\text{рот}})] \} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (22)$$

$$\vec{\delta} + \vec{\delta}_{\text{рот}} = \sigma (\vec{E} + \vec{E}_{\text{рот}}), \quad (23)$$

$$\vec{D} + \vec{D}_{\text{рот}} = \epsilon (\vec{E} + \vec{E}_{\text{рот}}), \quad (24)$$

$$\operatorname{div} (\vec{B} + \vec{B}_{\text{рот}}) = 0, \quad (25)$$

$$(\vec{B} + \vec{B}_{\text{рот}}) = \mu (\vec{H} + \vec{H}_{\text{рот}}). \quad (26)$$

Слід зазначити, що частинна похідна за часом у правій частині рівняння (22) береться лише від вектора  $\vec{B}$  тієї частини магнітної індукції, яка існує при нерухомому роторі. Похідна за часом від векторів  $\vec{B}$  та  $\vec{B}_{\text{рот}}$ , яка обумовлена рухом середовища, неявно знаходиться в лівій частині цього рівняння як складова лівої частини виразу (22) при  $\vec{E}=0$  [1].

У цих рівняннях:  $\vec{H} + \vec{H}_{\text{рот}}$ ,  $\vec{B} + \vec{B}_{\text{рот}}$  — результуючі вектори напруженості та індукції магнітного поля в тілі диску від струмів індуктора і вихрових струмів дископодібного ротора;  $\vec{E} + \vec{E}_{\text{рот}}$  — результуючий вектор напруженості електричного поля в тілі диску, обумовлений зміною магнітного поля з плином часу;  $\vec{\delta} + \vec{\delta}_{\text{рот}}$  — вектор густини струму провідності;  $\epsilon$  — діелектрична проникність матеріалу диску;  $\vec{D} + \vec{D}_{\text{рот}}$  — вектор електричного зміщення;  $\vec{V} = \vec{\omega} \times \vec{r}$  — вектор лінійної швидкості матеріальної точки диска відносно нерухомого результуючого магнітного поля;  $\vec{\omega}$  — вектор кутової швидкості ротора;  $\vec{r}$  — радіус-вектор точки спостереження;  $\sigma, \mu$  — електропровідність та магнітна

проникність матеріалу диску відповідно.

При розв'язанні рівнянь даної математичної моделі потрібно врахувати особливості електропровідного середовища. В металах питома електропровідність має величину порядку  $10^7$  1/Ом·м (для сталі близько  $5 \cdot 10^6$ , а для міді —  $5,7 \cdot 10^7$ ), а діелектрична проникність для змінних полів не перевищує  $10\epsilon_0$ . Навіть при дуже великій частоті  $10^{11}$  Гц відношення струму зміщення до струму провідності складе [4]

$$\frac{\delta_{\text{зм}}}{\delta_{\text{пр}}} = \frac{2\pi f \epsilon}{\sigma} = \frac{2\pi 10^{11}}{10^7} \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^9} = 5,6 \cdot 10^{-6}, \quad (27)$$

тобто струмами зміщення в електропровідному середовищі можна знехтувати, як і впливом електричного зміщення на напруженість магнітного поля в рухомому середовищі. Крім того, для електропровідного середовища необхідно враховувати рухливість електричних зарядів, що обумовлює виключно вихровий характер результуючого електричного поля в диску:

$$\operatorname{div} (\vec{D} + \vec{D}_{\text{рот}}) = 0. \quad (28)$$

Розглянемо розв'язок системи рівнянь (21)–(26) відносно магнітної індукції  $\vec{B}$ . Скористаємося принципом накладання: результуюче значення магнітної індукції  $\vec{B}$  дорівнює сумі постійної і гармонічних складових магнітної індукції  $\vec{B}_{\text{cv}}$ , створених постійними струмами індуктора при нерухомому роторі, з постійною та відповідними гармонічними складовими магнітної індукції  $\vec{B}_{\text{ротv}}$ , створених відповідними складовими струмів у тілі ротора при його обертанні:

$$\vec{B} = \sum_{v=0}^{\infty} \vec{B}_{\text{cv}} + \sum_{v=0}^{\infty} \vec{B}_{\text{ротv}}. \quad (29)$$

Будемо розглядати усталений режим роботи:  $\omega = \text{const}$ .

Оскільки постійна складова струмів у тілі ротора електродинамометра відсутня, то для визначення зусиль і гальмівних моментів необхідно розглянути лише гармонічні складові магнітної індукції і відповідних струмів.

Для робочої області  $r_2 \leq r \leq r_3$ ,  $(-d_d/2) \leq z \leq (d_d/2)$  (рис. 2) вважаємо амплітуду  $B_{\text{avz}}(r, z)$  хвилі індукції магнітного поля  $\vec{B}_{\text{cv}}$  з числом пар полюсів  $v$ , що створюється уявними струмами індуктора при нерухомому роторі, незалежно від швидкості обертання і заданою у такому вигляді:

$$\vec{B}_{\text{cv}} = B_{\text{cvz}} \cdot \vec{e}_z = B_{\text{avz}}(r, z) \cos v \varphi \cdot \vec{e}_z. \quad (30)$$

При цьому тангенційною складовою магнітної індукції при нерухомому роторі нехтуємо.

Припустимо, що складова  $\vec{B}_{\text{ротv}}$  результуючого вектора магнітної індукції, яка обумовлена вихровими струмами в тій ротора, має складові по координатах  $\varphi, z$ . Отже і результуючий вектор магнітної індукції  $\vec{B}_v$  має вигляд:

$$\vec{B}_v = 0 \cdot \vec{e}_r + \vec{B}_{\text{ротv}\varphi}(r, \varphi, z) \vec{e}_\varphi + (B_{\text{cvz}}(r, \varphi, z) + \vec{B}_{\text{ротv-z}}(r(\varphi), \varphi, z)) \cdot \vec{e}_z. \quad (31)$$

Розглянемо геометричну інтерпретацію прийнятої математичної моделі. Характер очікуваного розподілу хвиль магнітної індукції в провідному середовищі показано на рис. 3. Результуюча хвиля магнітної індукції  $B_{\text{cvz}}(\varphi)$  зміщена відносно хвилі  $B_{\text{cvz}}^{(0)}(\varphi)$  при нерухомому роторі на кут  $\alpha$  в напрямку обертання ротора. Хвиля напруженості електричного поля, обумовленого обертанням ротора (на рис. 3 не показана), співпадає з результуючою хвилею магнітної індукції  $B_{\text{cvz}}(\varphi)$ . Хвиля радіальної складової густини струму  $\delta$  в роторі (на рис. 3 не показана, показано умовно лінії струму  $\delta$ ) зміщена відносно хвилі напруженості електричного поля на кут  $\psi$  в напрямку обертання. Хвиля магнітної індукції  $B_{\text{ротv-z}}^{(v)}(\varphi)$ , що створюється вихровими струмами ротора, зміщена відносно хвилі радіальної складової густини струму  $\delta$  в роторі (на рис. 3 не показана) на кут  $(\pi/2 + \alpha + \psi)$  в напрямку обертання ротора, тобто на кут  $(\pi/2 + \alpha + \psi)$  відносно хвилі  $B_{\text{cvz}}^{(0)}(\varphi)$  при нерухомому роторі.

Щоб знайти розв'язок системи рівнянь (21)–

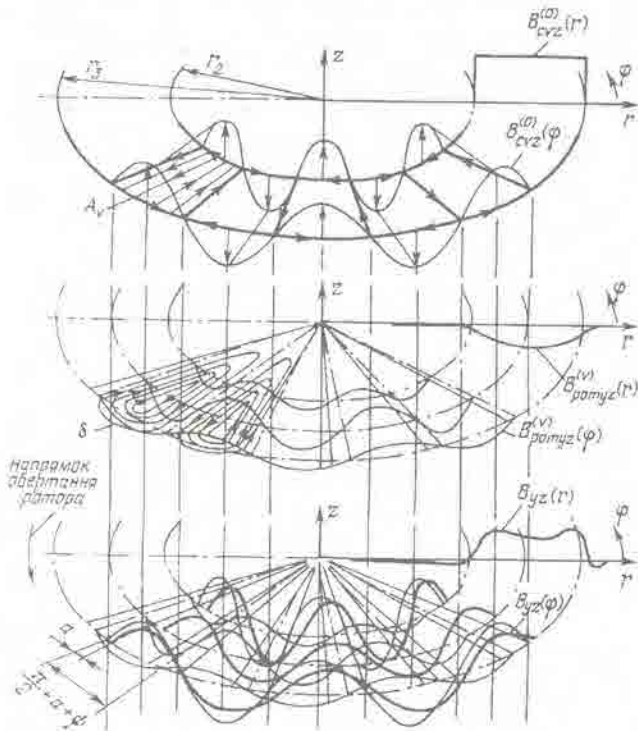


Рис. 3

(26) відносно магнітної індукції, представимо складову напруженості електричного поля  $\vec{E}_{\text{ротv}}$  обумовлену обертанням дископодібного ротора в магнітному полі, як векторний добуток вектора лінійної швидкості точок ротора на вектор магнітної індукції  $[\vec{V} \times \vec{B}_v]$  [4]

$$\vec{E}_{\text{ротv}} = \vec{V} \times \vec{B}_v = \omega r B_{\text{cvz}} \vec{e}_r = \omega r (B_{\text{cvz}} + B_{\text{ротvz}}) \cdot \vec{e}_r, \quad (32)$$

де

$$\vec{V} = \omega \cdot \vec{e}_z \times r \cdot \vec{e}_r = \omega r \cdot \vec{e}_\varphi. \quad (33)$$

Вектор напруженості  $\vec{E}_{\text{ротv}}$  електричного поля, обумовленого рухом дископодібного ротора в магнітному полі, не має тангенційної складової. Разом з тим, в роторі існує тангенційна складова густини вихрових струмів. Для з'ясування фізичних підстав виникнення цієї складової знайдемо значення дивергенції напруженості електричного поля, обумовленого обертанням диска:

$$\begin{aligned} \text{div } \vec{E}_{\text{ротv}} &= \text{div} [\vec{V} \times \vec{B}_v] = (B_{\text{cvz}} \cdot \vec{e}_z + B_{\text{v}\varphi} \cdot \vec{e}_\varphi) \cdot \text{rot } \vec{V} - \\ &- \vec{V} \text{rot} (B_{\text{cvz}} \cdot \vec{e}_z + B_{\text{v}\varphi} \cdot \vec{e}_\varphi). \end{aligned} \quad (34)$$

Знайшовши ротор вектора лінійної швидкості довільної точки диска

$$\text{rot } \vec{V} = \frac{1}{r} \frac{\partial (r \cdot \omega r)}{\partial r} \cdot \vec{e}_z = 2\omega \cdot \vec{e}_z \quad (35)$$

та ротор вектора магнітної індукції в цій точці

$$\text{rot } \vec{B}_v = \left( \frac{1}{r} \frac{\partial B_{\text{cvz}}}{\partial \varphi} - \frac{\partial B_{\text{v}\varphi}}{\partial z} \right) \vec{e}_r - \frac{\partial B_{\text{cvz}}}{\partial r} \vec{e}_\varphi + \frac{1}{r} \frac{\partial (r B_{\text{v}\varphi})}{\partial r} \vec{e}_z, \quad (36)$$

отримаємо значення дивергенції вектора напруженості електричного поля, обумовленого обертанням диска:

$$\text{div } \vec{E}_{\text{ротv}} = 2\omega \cdot B_{\text{cvz}} + \omega r \frac{\partial B_{\text{cvz}}}{\partial r}. \quad (37)$$

Таким чином, в середовищі, яке обертається в магнітному полі, при паралельності вектора кутової швидкості і вектора магнітної індукції виникають витоки вектора напруженості електричного поля, а, значить, і вектора електричного зміщення:

$$\text{div } \vec{D}_{\text{ротv}} = \text{div } \epsilon \vec{E}_{\text{ротv}} = 2\epsilon\omega \cdot B_{\text{cvz}} + \epsilon\omega r \frac{\partial B_{\text{cvz}}}{\partial r}. \quad (38)$$

Однак в електропровідному середовищі повинна виконуватися умова (29). Тому витоки вектора електричного зміщення ( $\text{div } \vec{D}_{\text{об}}$ ) повинні компенсуватися вільними зарядами електропровідного середовища. Переміщення витоків вектора електричного зміщення приведуть до відповідного пе-

реміщення вільних зарядів у тому ж напрямку (з точністю до знака заряду), а, значить, до виникнення струму. Оскільки витоки вектора електричного зміщення при обертанні диска переміщуються в тангенційному напрямку, то це призведе до утворення тангенційної складової вектора густини електричного струму.

Знайдемо ротор вектора напруженості електричного поля, обумовленої обертанням диска у результуючому магнітному полі з врахуванням як статорної, так і роторної складових магнітного поля:

$$\begin{aligned} \text{rot } \vec{E}_{\text{ротн}} = & \left( \frac{1}{r} \frac{\partial E_{\text{ротн}z}}{\partial \varphi} - \frac{\partial E_{\text{ротн}\varphi}}{\partial z} \right) \cdot \vec{e}_r + \\ & + \left( \frac{\partial E_{\text{ротн}r}}{\partial z} - \frac{\partial E_{\text{ротн}z}}{\partial r} \right) \cdot \vec{e}_\varphi + \left( \frac{1}{r} \frac{\partial (r E_{\text{ротн}\varphi})}{\partial r} - \right. \\ & \left. - \frac{1}{r} \frac{\partial E_{\text{ротн}r}}{\partial \varphi} \right) \cdot \vec{e}_z = \omega \left( \frac{r \partial (B_{\text{ст}z} + B_{\text{ротн}z})}{\partial z} \right) \cdot \vec{e}_\varphi - \\ & - \omega \frac{\partial (B_{\text{ст}z} + B_{\text{ротн}z})}{\partial \varphi} \cdot \vec{e}_z. \end{aligned} \quad (39)$$

Підставивши це значення в (22) та врахувавши (16а) і (20), отримаємо:

$$\begin{aligned} \text{rot } \vec{E}_{\text{ротн}} = & \omega \left( \frac{r \partial (B_{\text{ст}z} + B_{\text{ротн}z})}{\partial z} \right) \cdot \vec{e}_\varphi - \\ & - \omega \frac{\partial (B_{\text{ст}z} + B_{\text{ротн}z})}{\partial \varphi} \cdot \vec{e}_z. \end{aligned} \quad (40)$$

Враховуючи (21)–(23), можемо записати

$$\vec{E}_{\text{ротн}} = \frac{1}{\sigma} \text{rot } \vec{H}_{\text{ротн}} = \frac{1}{\sigma \mu} \text{rot } \vec{B}_{\text{ротн}}. \quad (41)$$

Тоді

$$\text{rot } \vec{E}_{\text{ротн}} = \frac{1}{\sigma \mu} \text{rot rot } \vec{B}_{\text{ротн}}. \quad (42)$$

Як відомо [5],

$$\text{rot rot } \vec{B}_{\text{ротн}} = \text{grad div } \vec{B}_{\text{ротн}} - \Delta \vec{B}_{\text{ротн}} = -\Delta \vec{B}_{\text{ротн}}. \quad (43)$$

Підставивши в (42) відповідні значення із (40), (43), отримаємо

$$\begin{aligned} -\Delta \vec{B}_{\text{ротн}} = & \sigma \mu \omega \left[ \left( \frac{r \partial (B_{\text{ст}z} + B_{\text{ротн}z})}{\partial z} \right) \cdot \vec{e}_\varphi - \right. \\ & \left. - \frac{\partial (B_{\text{ст}z} + B_{\text{ротн}z})}{\partial \varphi} \cdot \vec{e}_z \right]. \end{aligned} \quad (44)$$

Застосувавши оператор Лапласа  $\Delta$  до кожної із складових вектора  $\vec{B}_{\text{ротн}}$  отримаємо систему рівнянь, в яких  $B_{\text{ст}z}$  задано, а  $B_{\text{ротн}z}$  та  $B_{\text{ротн}\varphi}$  треба

знайти:

$$\begin{aligned} \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial B_{\text{ротн}\varphi}}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 B_{\text{ротн}\varphi}}{\partial \varphi^2} + \\ + \frac{\partial^2 B_{\text{ротн}\varphi}}{\partial z^2} = -\omega \sigma \mu r \frac{\partial (B_{\text{ст}z} + B_{\text{ротн}z})}{\partial z}. \end{aligned} \quad (45)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial B_{\text{ротн}z}}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 B_{\text{ротн}z}}{\partial \varphi^2} + \\ + \frac{\partial^2 B_{\text{ротн}z}}{\partial z^2} = \omega \sigma \mu \frac{\partial (B_{\text{ст}z} + B_{\text{ротн}z})}{\partial \varphi}. \end{aligned} \quad (46)$$

Таким чином, виконавши всі вищевказані перетворення, з системи рівнянь (21)–(26) ми отримали рівняння (45)–(46) відносно однієї невідомої магнітної індукції. Як видно із цих рівнянь, складова вектора магнітної індукції в напрямку координати  $\varphi$  явно залежить від складової вектора магнітної індукції по координаті  $z$ .

Розв'язки системи рівнянь (45)–(46) будемо знаходити, виходячи тангенційною складовою магнітної індукції  $B_{\text{ст}z}$  при нерухомому роторі

$$\partial B_{\text{ст}z} / \partial z = 0. \quad (47)$$

Із (25) випливає, що

$$\frac{\partial B_{\text{ротн}z}}{\partial z} = -\frac{1}{r} \frac{\partial B_{\text{ротн}\varphi}}{\partial \varphi}. \quad (48)$$

Підставивши ці значення в (45), отримаємо рівняння відносно  $\partial B_{\text{ротн}\varphi}$

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 B_{\text{ротн}\varphi}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial B_{\text{ротн}\varphi}}{\partial r} + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 B_{\text{ротн}\varphi}}{\partial \varphi^2} - \\ - \omega \sigma \mu \frac{\partial B_{\text{ротн}\varphi}}{\partial \varphi} + \frac{\partial^2 B_{\text{ротн}\varphi}}{\partial z^2} = 0. \end{aligned} \quad (49)$$

Для зручності, враховуючи синусоїдний характер розподілу магнітної індукції вздовж тангенційної координати (2), запишемо рівняння (49) та (46) в символічній формі. Тоді похідна по  $\varphi$  заміниться оператором  $jv$ :

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \dot{B}_{\text{ротн}\varphi}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \dot{B}_{\text{ротн}\varphi}}{\partial r} - \frac{v^2}{r^2} \dot{B}_{\text{ротн}\varphi} - \\ - jv \omega \sigma \mu \dot{B}_{\text{ротн}\varphi} + \frac{\partial^2 \dot{B}_{\text{ротн}\varphi}}{\partial z^2} = 0, \end{aligned} \quad (50)$$



$$\frac{\partial^2 \dot{B}_{\text{рот}\omega z}}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \dot{B}_{\text{рот}\omega z}}{\partial r} - \frac{v^2}{r^2} \dot{B}_{\text{рот}\omega z} - j\omega \sigma \mu \dot{B}_{\text{рот}\omega z} + \frac{\partial^2 \dot{B}_{\text{рот}\omega z}}{\partial z^2} = jv\omega \sigma \mu \dot{B}_{\text{св}z} \quad (51)$$

Таким чином, математичну модель електромагнітних процесів в електропровідному диску електродинамометра приведено до вигляду (50)–(51), який дозволяє отримати розв'язок відносно магнітної індукції  $\dot{B}$ . Рівняння (50) є рівнянням Бесселя і має аналітичний розв'язок. При знаходженні аналітичного рішення рівняння (51) в загальному вигляді виникають певні труднощі. Якщо прийняти товщину диска настільки малою, що можна знехтувати впливом тангенційної складової магнітної індукції на осьову складову, то можна скористатися рішенням для  $B_{\text{св}z}$  [10]:

$$\dot{B}_{\text{св}z} = v \left[ v^2 + (\mu \sigma \omega r^2)^2 \right]^{-0,5} \dot{B}_{\text{св}z} e^{-j \arctg \left( \frac{\mu \sigma \omega r^2}{v} \right)}. \quad (52)$$

Як видно із (52), результуюча хвиля з числом періодів  $v$  магнітної індукції змінюється по відношенню до відповідної хвилі магнітної індукції при нерухомому роторі в напрямку обертання ротора на кут, величина якого залежить від значення  $v$ .

Проведені на фізичних моделях експерименти по визначенню форми кривої розподілу магнітної індукції вздовж тангенційної координати за допомогою вимірювальних витків показали, що магнітна індукція підсилюється або падає, або на набігаючому краї зубця в залежності від ширини пазу. При ширині пазу, меншій ширини зубця, магнітне поле підсилюється на набігаючому краї зубця і навпаки. Така властивість випливає із отриманого рішення (52) (рис. 4). При наявності парних гармонічних складових в кривій розподілу магнітної індукції в робочому зазорі електродинамометра та ширині паза, меншій від ширини зубця (коли парна гармонічна складова змінена по відношенню до основної на  $+\pi/2$ ), форма кривої розподілу магнітної індукції змінюється так, що індукція збільшиться на набігаючому краї зубця (на рис. 4, б  $B_{\text{рот}}$  підсилює  $B$  біля набігаючого краю зубця). При наявності парних гармонічних складових в кривій розподілу магнітної індукції в робочому зазорі електродинамометра та ширині паза, більшій від ширини зубця (коли парна гармонічна складова змінена по відношенню до основної на  $-\pi/2$ ), форма кривої розподілу магнітної індукції змінюється так, що індукція збільшується на збігаючому краї зубця (на рис. 4, з  $B_{\text{рот}}$  підсилює  $B$  біля збігаючого краю зубця).

На рис. 5 показано осцилограми електрорушійних сил вимірювальних витків, гармонічні складові яких пропорційні всім непарним, подвоєним непарним, чотирикратним непарним та вось-

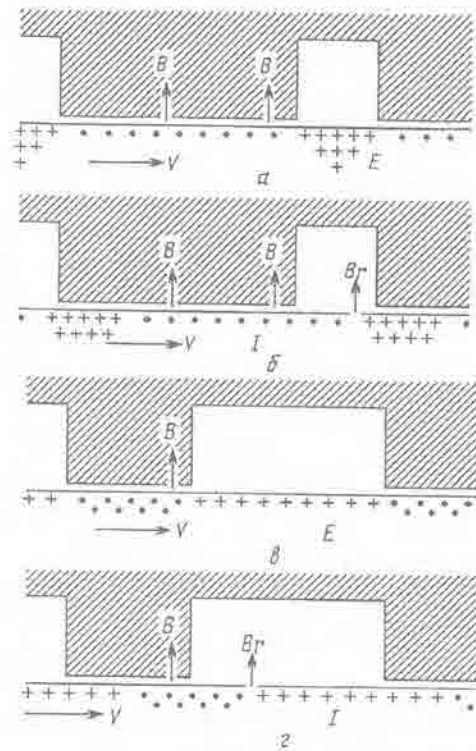


Рис. 4

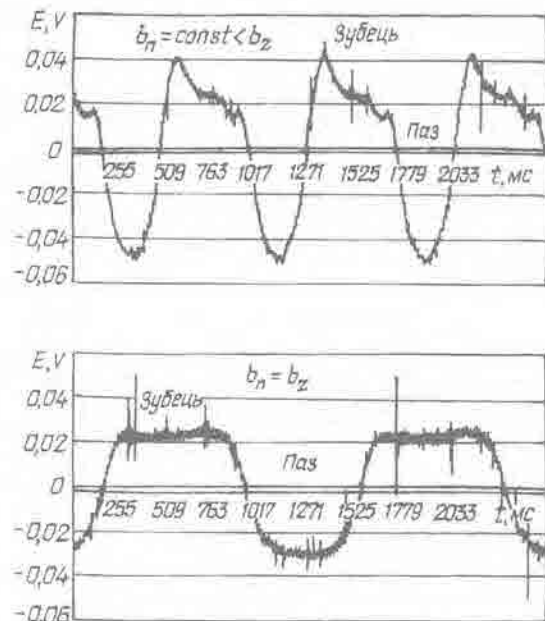


Рис. 5

микратним непарним гармонічним складовим магнітної індукції. Завдяки цьому форма кривої електрорушійних сил вимірювальних витків повторює форму кривої розподілу магнітної індукції в робочому зазорі електродинамометра з точністю до перших 15 гармонічних складових.

Таким чином, процеси в провідному середовищі, вісь обертання якого паралельна напрямку магнітного поля, відрізняються від процесів в середовищі, вісь обертання якого перпендикулярна напрямку магнітного поля. Слід відзначити потен-

ційно-вихровий характер наведеного електричного поля, який обумовлює протікання струму в тангенційному напрямку за рахунок відповідної зміни розподілу витоків наведеного електричного поля при відсутності тангенційної складової вектора напруженості наведеного електричного поля.

1. Антопенко А.И. Обобщенный закон электромагнитной индукции. // Техн. электродинамика. — 1993. — №5. — С. 43—47.

2. Антопенко А.И., Цыганкова А.А. Электромагнитное поле и усилия в проводящем диске моментомера с осевым воздушным зазором. // Техн. электродинамика. Тем. выпуск "Проблемы современной электротехники". — 2004. — ч. 7. — С. 16—19.

3. Афонин А.А. Аксильно-радиальная конфигурация электрических машин. // Техн. электродинамика. — 2001. — №3. — С. 51—55.

4. Каплянский А.Е., Лысенко А.П., Полотовский Л.С. Теоретические основы электротехники. — М.: Высшая школа, 1972. — 448 с.

5. Корн Г. и Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. (Перевод с английского) — М.: Наука, 1970. — 720 с.

6. Потапов Л.А., Юферов Ф.М. Измерение вращающих моментов и скоростей вращения микроэлектродвигателей. — М.: Энергия, 1974. — 128 с.

7. Титко А.И. Электромагнитное экранирование незамкнутыми структурами в электрических машинах. — К.: Наук. думка, 1994. — 301 с.

8. Химюк И.В. Расчет электромагнитных полей в многослойных средах с использованием рекуррентных соотношений // Дисс. на соиск. уч. степ. канд. наук. — К., 1984. — 197 с.

9. Цыганкова Г.А. Дослідження розподілу магнітного поля в робочій зоні дископодібного електромагнітного гальма. // Вісник КДПУ, вип. 3/2007(44), част. 2. — С. 70—72.

10. Цыганкова Г.А. Особенности визначення моменту електродинамічного гальма з феромагнітним диском. // Техн. электродинамика. — 2008. — №5. — С. 51—55.

Надійшла 23.01.2009

УДК 621.313.333.2.045

Р.Б.ГАВРИЛЮК, канд.техн.наук (Івано-Франківський нац. техн. ун-т нафти і газу, Івано-Франківськ)

## Структурне проектування симетричних трифазних двошарових схем обмоток з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 4:5

*Розглянуто характеристики всіх можливих варіантів симетричних трифазних двошарових схем обмоток асинхронних електродвигунів із співвідношенням кількості пар полюсів 4:5 та кількістю парів  $z = 60$ .*

*Рассмотрены характеристики всех возможных вариантов симметричных трехфазных двухскоростных схем обмоток асинхронных электродвигателей с соотношением чисел пар полюсов 4:5 и числом паров  $z = 60$ .*

Перша схема обмотки з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 1:2 запропонована в позаминулому столітті Даландером [9]. Відтоді теорію симетричних схем обмоток з перемиканням кількості пар полюсів невпинно вдосконалюють та пропонують інші схеми, що одержують на підставі різних теоретичних підходів, наприклад, [4,5,6,10,11]. Давно назрівала необхідність створення єдиної теорії проектування всіх можливих схем, основи якої подано в [1,2,3]. Наприклад, схеми обмоток з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 4:5, створені на підставі теорії полюсно-амплітудного моделювання (ПАМ) [10,11], використовують у двигунах для приводів гідравлічних pomp [8], що різко збільшує коефіцієнт корис-

ної дії установок та зменшує потужність споживання електроенергії майже у два рази, але основним недоліком схем стали великі амплітуди шкідливих гармонік. У цій статті вперше на підставі єдиної теорії створено та проаналізовано всі теоретично можливі варіанти схем обмоток з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 4:5 та кількості парів  $z = 60$ , що уможливило усунення основного недоліку схем, запропонованих за методом ПАМ, а саме — великих значень амплітуд шкідливих гармонік.

Надалі ми розглянемо пошук всіх можливих варіантів симетричних схем обмоток з реверсуванням половини котушок в кожній фазі обмотки, тобто за відомими схемами № 1 ( $\Delta/Y/Y$ ), № 2 ( $Y/Y/\Delta$ ),

© Гаврилюк Р.Б., 2009



ційно-вихровий характер наведеного електричного поля, який обумовлює протікання струму в тангенційному напрямку за рахунок відповідної зміни розподілу витоків наведеного електричного поля при відсутності тангенційної складової вектора напруженості наведеного електричного поля.

1. Антоненко А.В. Обобщенный закон электромагнитной индукции. // Техн. электродинамика. — 1993. — №5. — С. 43—47.

2. Антоненко А.И., Цыганкова А.А. Электромагнитное поле и усиления в проводящем диске моментомера с осевым воздушным зазором. // Техн. электродинамика. Тем. выпуск "Проблемы сучасної електротехніки". — 2004. — ч. 7. — С. 16—19.

3. Афонин А.А. Аксимально-радиальная конфигурация электрических машин. // Техн. электродинамика. — 2001. — №3. — С. 51—55.

4. Каплянский А.Е., Дысенко А.П., Полотовский Л.С. Теоретические основы электротехники. — М.: Высшая школа, 1972. — 448 с.

5. Корн Г. и Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. (Перевод с английского) — М.: Наука, 1970. — 720 с.

6. Потапов Л.А., Юферов Ф.М. Измерение вращающих моментов и скоростей вращения микроэлектродвигателей. — М.: Энергия, 1974. — 128 с.

7. Титко А.И. Электромагнитное экранирование незамкнутыми структурами в электрических машинах. — К.: Наук. думка, 1994. — 301 с.

8. Химок И.В. Расчет электромагнитных полей в много-слойных средах с использованием рекуррентных соотношений // Дисс. на соиск. уч. степ. канд. наук. — К., 1984. — 197 с.

9. Цыганкова Г.А. Дослідження розподілу магнітного поля в робочій зоні дископодібного електромагнітного гальма. // Вісник КЦПУ, вип. 3/2007(44), част. 2. — С. 70—73.

10. Цыганкова Г.А. Особливості визначення моменту електродинамічного гальма з феромагнітним диском. // Техн. электродинамика. — 2008. — №5. — С. 51—55.

Надійшла 23.01.2009

УДК 621.313.333.2.045

Р.Б.ГАВРИЛЮК, канд.техн.наук (Івано-Франківський нац. техн. ун-т нафти і газу, Івано-Франківськ)

## Структурне проектування симетричних трифазних двошарових схем обмоток з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 4:5

*Розглянуто характеристики всіх можливих варіантів симетричних трифазних двошарових схем обмоток асинхронних електродвигунів із співвідношенням кількості пар полюсів 4:5 та кількістю парів  $z = 60$ .*

*Рисновані характеристики всіх можливих варіантів симетричних трифазних двошарових схем обмоток асинхронних електродвигунів з співвідношенням чисел пар полюсів 4:5 і числом парів  $z = 60$ .*

Перша схема обмотки з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 1:2 запропонована в позаминулomu столітті Даландером [9]. Відтоді теорію симетричних схем обмоток з перемиканням кількості пар полюсів невпинно вдосконалюють та пропонують інші схеми, що одержують на підставі різних теоретичних підходів, наприклад, [4,5,6,10,11]. Давно назрівала необхідність створення єдиної теорії проектування всіх можливих схем, основи якої подано в [1,2,3]. Наприклад, схеми обмоток з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 4:5, створені на підставі теорії полюсно-амплітудного моделювання (ПАМ) [10,11], використовують у двигунах для приводів гідравлических помп [8], що різко збільшує коефіцієнт корис-

ної дії установок та зменшує потужність споживання електроенергії майже у два рази, але основним недоліком схем стали великі амплітуди шкідливих гармонік. У цій статті вперше на підставі єдиної теорії створено та проаналізовано всі теоретично можливі варіанти схем обмоток з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 4:5 та кількості парів  $z = 60$ , що уможливило усунення основного недоліку схем, запропонованих за методом ПАМ, а саме — великих значень амплітуд шкідливих гармонік.

Надалі ми розглянемо пошук всіх можливих варіантів симетричних схем обмоток з реверсуванням половини котушок в кожній фазі обмотки, тобто за відомими схемами № 1 ( $\Delta/YY$ ), № 2 ( $YY/\Delta$ ),

© Гаврилюк Р.Б., 2009



№ 3 (Y/YY), № 4 (YY/Y) і № 5 (Y/Y). Підставою для проектування схем обмоток та визначення їхньої кількості для  $\varepsilon=60 \in [2, \text{табл. Д10}]$ .

Пошук домінуючих схем обмоток (домінантною вважаємо схему, яка хоча б за одним параметром краща від інших схем) проведемо за дванадцятьма параметрами (нижній індекс 1 або 2 вказує відповідно на першу ( $p_1=4$ ) або другу ( $p_2=5$ ) кількість пар полюсів):

— криск вкорочення обмотки  $\tau_{d1}$ , критерій оптимальності — мінімум;

— обмотковий коефіцієнт  $K_{p1}$ , критерій оптимальності — максимум;

— коефіцієнт диференційного розсіювання  $\tau_{d1}$ , критерій оптимальності — мінімум;

— коефіцієнт диференційного розсіювання для вищих гармонік  $\tau_{dH1}$ , критерій оптимальності — мінімум;

— коефіцієнт ефективності використання схеми обмотки  $E_{p1}$  (відношення номінальної потужності двонивдкісного двигуна для заданої кількості пар полюсів до потужності одностивдкісного двигуна), критерій оптимальності — максимум;

— обмотковий коефіцієнт  $K_{p2}$ , критерій оптимальності — максимум;

— коефіцієнт диференційного розсіювання  $\tau_{d2}$ , критерій оптимальності — мінімум;

— коефіцієнт диференційного розсіювання вищих гармонік  $\tau_{dH2}$ , критерій оптимальності — мінімум;

— коефіцієнт ефективності використання схеми обмотки  $E_{p2}$ , критерій оптимальності — максимум;

— усереднений коефіцієнт ефективності використання схеми обмотки  $E_{p\Sigma} = \alpha E_{p1} + (1-\alpha)E_{p2}$  ( $0 \leq \alpha \leq 1$ , у цій статті  $\alpha=0,5$ ), критерій оптимальності — максимум;

— сумарний коефіцієнт диференційного розсіювання  $\tau_{d\Sigma} = \tau_{d1} + \tau_{d2}$ , критерій оптимальності — мінімум;

— сумарний коефіцієнт диференційного розсіювання для вищих гармонік  $\tau_{dH\Sigma} = \tau_{dH1} + \tau_{dH2}$ , критерій оптимальності — мінімум.

Кожному з 12 перелічених вище параметрів присвоюють логічну змінну, якщо ця логічна змінна має значення — *true* (T), то параметр враховують у пошуку домінант, в протилежному випадку (значення *false* (F)) — не враховують.

Надалі в процесі пошуку домінуючих схем, наведених у рядках 1–12 табл. 1, всім логічним змінним присвоєно значення T. Розглянемо пошук тільки за двома критеріями.

Алгоритм побудови схеми обмотки з перемиканням кількості пар полюсів на підставі [2, табл. Д10] детально пояснено в [3].

З табл. Д10 [2] видно, що для  $m$ -фазної схеми обмотки в половині кожної фази  $\varepsilon n = 10$  елементів (котушок), кількість різних структур схеми шару обмотки  $kw = 1070$ , тобто існує тільки одна тисяча сімдесят теоретично можливих структур схем об-

Табл. 1

Загальні показники		Кількість пар полюсів $p_1 = 4$										Кількість пар полюсів $p_2 = 5$										Загальні показники	
№	NC	$\lambda$	$K_{p1}$	$\tau_{d1}$	$\tau_{dH1}$	$E_{p1}$	$N_{H1}$	$F_{H1}$	$N_{B1}$	$F_{B1}$	$K_{p2}$	$\tau_{d2}$	$\tau_{dH2}$	$E_{p2}$	$N_{H2}$	$F_{H2}$	$N_{B2}$	$F_{B2}$	$E_{p\Sigma}$	$\tau_{d\Sigma}$	$\tau_{dH\Sigma}$	C	$B_{p1}/B_{p2}$
170	1060	5	0,685	4,63	4,63	0,625	1	0,000	20	10,11	0,646	4,98	4,65	0,677	1	5,73	7	5,60	0,651	9,60	9,28	2	0,871
194	1066	6	0,753	2,24	2,24	0,647	1	0,000	28	4,93	0,669	10,19	9,75	0,701	1	6,60	13	15,99	0,674	12,43	12,00	2	0,821
214	1070	5	0,561	14,49	14,49	0,572	1	0,000	16	25,00	0,683	2,84	2,84	0,715	1	0,000	25	5,36	0,644	17,34	17,34	5	0,975
<b>215</b>	1070	7	0,644	3,76	3,76	0,661	1	0,000	16	10,22	0,683	2,84	2,84	0,715	1	0,000	25	5,36	0,688	<b>6,60</b>	<b>6,60</b>	2	0,980
217	1070	19	0,481	9,98	9,98	0,496	1	0,000	8	25,56	0,683	2,84	2,84	0,715	1	0,000	25	5,36	0,605	12,82	12,82	1	0,984
298	1069	7	0,715	4,59	4,13	0,709	2	6,77	14	8,46	0,733	4,60	4,53	0,768	1	2,56	13	6,60	0,738	9,19	8,67	2	0,947
300	1069	5	0,623	6,28	5,94	0,614	2	5,81	16	13,55	0,733	4,60	4,57	0,768	1	1,85	7	6,75	0,691	10,88	10,50	5	0,941
342	718	5	0,753	3,73	2,61	0,732	2	10,58	20	3,99	0,757	7,60	5,95	0,793	1	12,84	7	10,26	0,763	11,33	8,56	2	0,929
439	750	5	0,718	4,80	3,25	0,751	2	12,45	14	6,11	0,806	6,54	5,44	0,813	1	10,46	19	9,21	0,782	11,34	8,70	2	1,038
444	1055	6	0,647	7,04	6,75	0,677	2	5,33	14	15,19	0,811	4,30	4,20	0,846	1	3,23	25	7,91	0,762	11,34	10,95	5	1,003
453	904	5	0,691	4,58	3,75	0,681	2	9,13	8	7,26	0,813	5,67	3,33	0,852	1	15,28	17	6,16	0,767	10,25	7,08	5	0,941
456	645	5	0,692	4,41	3,76	0,685	2	8,04	14	7,50	0,818	6,64	3,41	0,856	1	17,97	19	4,60	0,770	11,05	7,17	5	0,945
513	580	5	0,685	4,77	3,74	0,716	2	10,14	14	8,64	0,855	4,98	3,80	0,895	1	10,85	7	8,79	0,806	9,75	7,55	5	0,999
485	750	6	0,788	5,27	3,49	0,807	2	13,33	14	10,59	0,835	5,31	3,85	0,874	1	12,06	13	8,38	0,841	10,58	7,34	2	0,978
557	386	7	0,753	7,60	5,23	0,756	2	15,40	14	15,15	0,903	5,18	3,68	0,945	1	12,27	7	6,97	0,851	12,78	8,90	5	0,959
511	580	7	0,786	6,40	5,01	0,823	2	11,82	14	13,75	0,855	6,85	4,60	0,891	1	15,02	13	8,97	0,857	13,26	9,60	2	1,005
562	111	6	0,754	5,84	5,77	0,766	2	2,70	14	14,27	0,914	7,44	4,05	0,957	1	18,41	7	9,83	0,862	13,28	9,82	5	0,971
523	377	6	0,793	3,92	3,60	0,830	2	5,66	14	8,97	0,862	9,67	5,09	0,899	1	21,39	13	11,28	0,865	13,58	8,69	2	1,005
532	108	7	0,824	13,07	3,90	0,835	2	30,28	14	11,46	0,863	5,81	5,16	0,904	1	8,11	7	11,06	<b>0,869</b>	18,88	9,06	2	0,968

моток. Номер схеми структури обмотки назвемо індексом  $NC$ . Побудуємо двошарові схеми обмоток зі зміною кроку вкорочення обмотки у в діапазоні  $2 \div 29$ , тобто розглянемо  $29960 (1070 \cdot (29-1))$  можливих варіантів побудови схем обмоток.

Наведемо 12 параметрів схем обмоток:  $u, K_{p1}, \tau_{d1}, \tau_{dH1}, E_{p1}, K_{p2}, \tau_{d2}, \tau_{dH2}, E_{p2}, E_{p\Sigma}, \tau_{d\Sigma}, \tau_{dH\Sigma}$ , які вважаємо критеріями для пошуку домінант. Усі ці критерії наведено в табл. 1, де в кожному стовпчику затінено сірим кольором клітинки з екстремальними (мінімум або максимум в залежності від критерія) значеннями критеріїв. Окрім того в табл. 1 позначено:  $N_n$  — номер максимальної шкідливої гармоніки з порядком, нижчим від основної;  $F_{n1}, F_{n2}$  — відповідно максимальна амплітуда шкідливої гармоніки в % до амплітуди основної гармоніки для різних кількостей пар полюсів з порядком, нижчим від основної;  $N_b$  — номер максимальної шкідливої гармоніки з порядком, вищим від основної;  $F_{b1}, F_{b2}$  — максимальна амплітуда шкідливої гармоніки в % до амплітуди основної гармоніки з порядком, вищим від основної;  $F_{\max\Sigma} = F_{n1} + F_{n2} + F_{b1} + F_{b2}$  — сума максимальних амплітуд шкідливих гармонік для обох кількостей пар полюсів;  $C$  — схема сполучення фаз:  $C=1 (\Delta/Y/Y), C=2 (Y/Y/\Delta), C=3 (Y/Y/Y), C=4 (Y/Y/Y), C=5 (Y/Y)$ ;  $B_{p1}/B_{p2}$  — відношення індукцій у повітряному проміжку електричної машини у відповідних кількостях полюсів та заданій схемі сполучення фаз.

В табл. 2 представлено інформацію про розташування котушок в схемах обмоток та з'єднання котушок між собою в кожній половині фази. З'єднання половин фаз здійснено на підставі значення параметра  $C$ .

У результаті дослідження параметрів у 29960 варіантах схем одержано 578 домінантних схем і серед них різних структур схем — 181 (з 1070 досліджуваних).

На підставі аналізу значень параметрів домінантних схем з'ясовано, що в багатьох схемах існують шкідливі гармоніки нижчого та вищого порядків з великими значеннями відносних, у порівнянні з основними гармоніками, амплітуд. Отже, наприклад, з усієї множини схем відібрано 12 перших домінантних схем з найменшими значеннями суми амплітуд максимальних шкідливих гармонік (як нижчих, так і вищих від основної) для обох кількостей пар полюсів. Параметри знайдених схем наведено в табл. 1 (12 перших рядків). Серед вибраних домінантних схем структур лише 9 (з 1070 досліджуваних). В ранзі домінантних схема з номером  $NC=580$  зустрічається 1 раз. Скорочено запишемо це таким чином:  $NC580(1)$ . Отже ряд домінантних схем матиме вигляд:  $NC580(1), NC645(1), NC718(1), NC750(1), NC904(1), NC1055(1), NC1066(2), NC1069(2), NC1070(2)$ .

Для всіх критеріїв одержано екстремальні значення, які в табл. 1 затінено чорним кольором. Зверніть увагу, в табл. 1 порядкові номери розміщено в натуральному порядку, оскільки введено додаткові обмеження, які зазначені вище.

Дані для побудови всіх повторно досліджуваних розгорнутих схем обмоток одержують на підставі таблиць 1 та 2, а методику їхньої побудови подано у [3].

На рис. 1 представлено залежність сумарного коефіцієнта диференційного розсіяння  $\tau_{d\Sigma}$  від усередненого коефіцієнта ефективності використання схеми обмотки  $E_{p\Sigma}$  за умови, що пошук домінант проведено тільки за двома ( $E_{p\Sigma}$  та  $\tau_{d\Sigma}$ ) критеріями. Знайдено тільки дев'ять домінантних схем, з них в рядках 1—12 табл. 1 лише дві схеми з номерами рядків 215 та 298. Інші домінантні схеми не потрапили в число перших 12 рядків за сумами максимальних амплітуд нижчих та вищих шкідливих гармонік. Це схеми з порядковими номерами рядків: 485, 557, 511, 562, 523 та 532, які в табл. 1 додатково подано в останніх шістьох рядках.

Діаграму взаємної залежності амплітуд максимальних шкідливих вищих гармонік для пар полюсів  $p_1$  та  $p_2$  показано на рис. 2.

Табл. 2

$NC$	Кількість груп котушок в схемі обмотки	Номери груп котушок в половині фази (знак мінус вказує на реверс)	Чергування кількості котушок в групі (повторення шість разів)
108	24	1, -3, 6, -8,	1, 4, 3, 2, ...
111	24	1, -3, 6, -8,	2, 3, 3, 2, ...
377	36	1, 3, -5, 10, -12, -14,	1, 1, 1, 3, 3, 1, ...
386	30	1, -4, 7, -10, 13,	1, 3, 1, 3, 2, ...
580	36	1, -3, -5, 8, -12, 16,	1, 3, 1, 1, 2, 2, ...
645	36	1, -3, -5, 8, -12, 16,	1, 3, 1, 2, 1, 2, ...
718	42	1, -4, -6, 10, -14, -16, 19,	1, 2, 3, 1, 1, 1, 1, ...
750	42	1, -4, -6, 10, -14, -16, 19,	1, 1, 3, 1, 1, 2, 1, ...
904	48	1, 3, -5, -7, 12, -16, -18, 22,	1, 1, 1, 3, 1, 1, 1, 1, ...
1055	54	1, -6, 13, -17, -20, 23, 25, -30, 36,	1, 1, 1, 2, 1, 1, 1, 1, 1, ...
1066	60	1, -8, 14, 16, -20, -23, 27, 29, -35, 42,	1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, ...
1069	60	1, -7, 13, 15, -19, -22, 26, 28, -34, 40,	1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, ...
1070	60	1, -7, 13, 16, -19, -22, 25, 28, -34, 40,	1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, ...







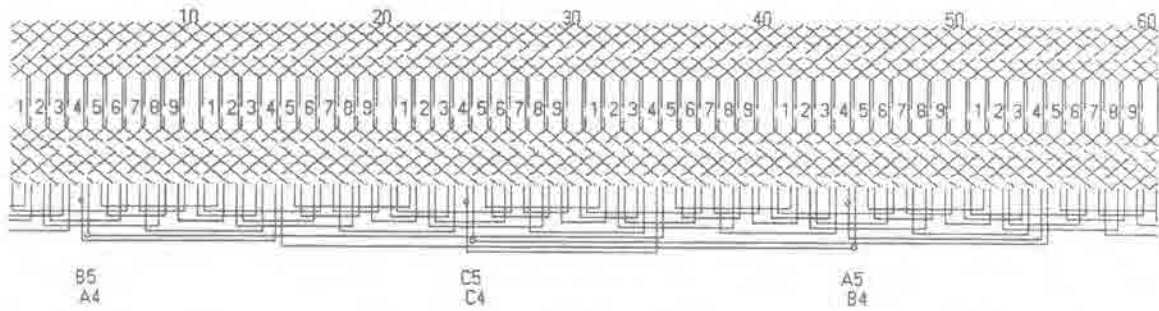


Рис. 5

наприклад, 4:5. Підставою для проектування може бути схема одношарової обмотки із кількістю пар полюсів  $p_1 = 4$  або  $p_2 = 5$ .

Параметри схем обмоток, спроектованих за ПAM [8, 10]:

— на підставі  $p_1 = 4$ ; для  $p_1 = 4$  ( $K_{p1} = 0,951$ ;  $\tau_{d1} = 1,76$ ;  $N_{II} = 1$ ;  $F_{II} = 0$ ;  $N_B = 20$ ;  $F_B = 3,54$  %;  $g_{II1} = 0,95$ ), а для  $p_2 = 5$  ( $K_{p2} = 0,590$ ;  $\tau_{d2} = 104,7$ ;  $N_{II} = 1$ ;  $F_{II} = 90$  %;  $N_B = 11$ ;  $F_B = 2,8$  %;  $g_{II2} = 0,7$ ) та загальні ( $y = 7$ ;  $\tau_{d2} = 106,46$ ;  $F_{max2} = 96,34$  %), де  $g_{II}$  — коефіцієнт пазового розсіювання. Відносна амплітуда максимальної шкідливої гармоніки на обох швидкостях: на підставі  $p_1 = 5$ : для  $p_1 = 4$  ( $K_{p1} = 0,629$ ;  $\tau_{d1} = 35,00$ ;  $N_{II} = 2$ ;  $F_{II} = 50,4$  %;  $N_B = 14$ ;  $F_B = 20,00$  %;  $g_{II1} = 0,675$ ), а для  $p_2 = 5$  ( $K_{p2} = 0,933$ ;  $\tau_{d2} = 2,35$ ;  $N_{II} = 1$ ;  $F_{II} = 0$ ;  $N_B = 25$ ;  $F_B = 1,44$  %;  $g_{II2} = 0,87$ ) та загальні ( $y = 7$ ;  $\tau_{d2} = 37,35$ ;  $F_{max2} = 71,84$  %).

Відзначимо, що спроектовані за теорією ПAM схеми обмоток були вилучені програмно з проекту як не домінуючі. Ці схеми обмоток характеризуються найкращими параметрами для кількості пар полюсів, на підставі яких вони спроектовані, та дуже поганими показниками для кількості пар полюсів, на які можна перемикаєти схему, наприклад, амплітуди максимальних шкідливих гармонік при перемикаєти (90 %, 50,4 %), коефіцієнти диференційного розсіювання відповідно (104,7 та 35). Відповідні показники для схеми обмотки за № 215 (табл. 1) для амплітуд максимальних шкідливих гармонік — 10,22 % (тобто менші в 90/10,22 = 8,806 та 50,4/10,22 = 4,931 разів), а для коефіцієнтів диференційного розсіювання — 3,76 (отже менші в 27,85 та 4,93 разів). За цими показниками всі схеми обмоток (табл. 1) кращі від схем, створених на підставі ПAM. У схемі за № 215 значно нижчі й коефіцієнти пазового розсіювання для усіх схем обмоток у порівнянні зі схемами, створеними за методикою проектування ПAM, а саме:  $g_{II1} = 0,55$  та  $g_{II2} = 0,5$ .

У сучасних методах проектування та застосування схем обмоток електричних машин [7] одним із найважливіших критеріїв є критерій мінімального значення коефіцієнта диференційного розсіювання. В російській серії R4 [7] виготовляють двошвидкісний асинхронний двигун із співвідношенням кількості пар полюсів 4:8 та кількістю пазів  $z = 60$ . Одне із чисел кількості пар полюсів, а саме 4,

співпадає у співвідношенні 4:5, а друга кількість пар полюсів 5-ї схеми (рис. 5) дуже близька до значення 4, що уможливає розширення асортименту серії двигунів R4 із застосуванням запропонованих в даній статті схем.

#### Висновки.

1. З наведеного вище аналізу показників в табл. 1 та 2 та дослідження графіків, представлених на рис. 1–4, можемо констатувати:

— коли деякі показники найкращі для однієї кількості пар полюсів, то для іншої кількості пар полюсів ці ж параметри можуть бути гіршими, це стосується, зокрема, коефіцієнтів ефективності, диференційного розсіювання та максимальних амплітуд шкідливих гармонік;

— вибір оптимальної схеми обмотки в значній мірі залежатиме від співвідношення часу роботи двигуна на кожній із швидкостей (у цьому випадку доцільно би вибирати оптимальне значення  $\alpha$  для визначення усередненого коефіцієнта ефективності), необхідних номінальних потужностей чи моментів та вимоги забезпечення максимальної опадності енергетичних ресурсів;

— існують схеми з мінімальними відносними значеннями амплітуд шкідливих гармонік за умови децю зменшених значень коефіцієнтів ефективності відносно їхніх екстремальних величин, що можна було б перефразувати таким чином: за одночасне отримання понижених амплітуд шкідливих гармонік в обох кількостях пар полюсів необхідно "платити" зменшенням усередненого коефіцієнта використання.

2. Запропонований алгоритм проектування структур є фундаментальним та єдиним для пошуку всіх можливих варіантів створення одношвидкісних та двошвидкісних симетричних двошарових схем обмоток електричних машин змінного струму, оскільки результати його використання узагальнюють результати за всіма відомими в літературі методами проектування симетричних двошарових схем.

3. Наведені основні характеристики схем обмоток електричних машин змінного струму та їхні конструкторські параметри уможливають створення оптимальних двошвидкісних енергоощадних асинхронних двигунів для різних специфічних електроприводів з врахуванням їхніх особливостей.

4. В подальшому за допомогою математичного

моделювання в процесі проектування та експериментальних досліджень асинхронних двигунів необхідно виявити найефективніші схеми обмоток.

1. Гаврилюк Р.Б. Множество неэквивалентных симметричных токовых слоев машины переменного тока // Электромеханика. — 1989. — Т.7. — С. 28–35.
2. Гаврилюк Р.Б. Множнин структур схем обмоток електричних машин змінного струму. Івано-Франківськ: Видавничий центр Львівського нац. ун-ту. — 2003. — 396 с.
3. Гаврилюк Р.Б. Схеми симетричних трифазних двошарових обмоток з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 1:2 (кількість пар полюсів = 24) // Промелектра. — 2007. — №5. — С. 21–28.
4. Дартау А.А. Общая методика составления схем многофазных двухскоростных обмоток // Электричество. — 1970. — Т.3. — С. 43–47.
5. Дегтев В.Г., Радиков И.Н. Сдвиг модуляционной волны при построении двухскоростных обмоток методом полюсно-амплитудной модуляции // Электромашиностроение и электр.

трооборудование. — 1973. — Т.16. — С. 87–96.

6. Захаров М.К. Сравнительная оценка образования многоскоростных обмоток методом амплитудного и фазного модулирования // Электричество. — 1977. — Т.2. — С. 70–81.
7. Попов В.И. Трехфазные обмотки асинхронных машин серии RA: систематизация схем и оптимизация параметров // Электричество. — 2001. — №6. — С. 22–32.
8. Такахаши Т. Современные асинхронные двигатели с переключением числа полюсов: перевод № 3030. Свердловск. 1982. — 17 с.
9. Dahlander R. Drehstrommotoren mit variabler polzahl // ETZ. — 1897. — №18. — Pp. 257–259.
10. Rawcliffe G. H. Induction motor speed-changing by pole-amplitude modulation // Proc. IEE. — 1958. — №22. — Pp. 411–419.
11. Rawcliffe G.H. Speed changing induction motors: further developments for pole-amplitude modulation // Proc. IEE. — 1960. — №36. — С. 513–528.

Надійшла 18.01.2008

УДК 62-83-52:62.276.53

А.В.МАЛЯР, канд.техн.наук (Національний університет "Львівська політехніка", Львів)

## Алгоритм розрахунку стаціонарних режимів електропривода штангових нафтовидобувних установок

*Запропоновано алгоритм розрахунку періодичних залежностей електричних та механічних координат в стаціонарних режимах роботи асинхронного електропривода штангової нафтовидобувної установки методом розв'язування крайової задачі. При цьому враховується залежність моменту інерції та моменту навантаження установки від кута повороту кривошипа, а також насичення магнітопровода та витіснення струму в стержнях ротора приводного двигуна.*

*Предложен алгоритм расчета периодических зависимостей электрических и механических координат в стационарных режимах работы асинхронного электропривода штанговой нефтедобывающей установки методом решения краевой задачи. При этом учитывается зависимость момента инерции и момента нагрузки установки от угла поворота кривошипа, а также насыщения магнитопровода и вытеснения тока в стержнях ротора приводного двигателя.*

**Вступ.** Видобування нафти здебільшого здійснюють штанговими нафтовидобувними установками (ШНВУ), в яких приводним двигуном є асинхронний двигун (АД) з короткозамкненим ротором [1,2], причому для забезпечення успішного запуску використовують двигуни з підвищеним пусковим моментом, які мають глибокі пази або по-

двійну клітку на роторі. Прикладений до валу двигуна момент навантаження має циклічно-змінний характер, що зумовлено особливістю роботи верстата-гойдалки ШНВУ, який приводить у рух глибоку плунжерну помпу. Крім того, момент інерції установки залежить як від кута повороту кривошипа, так і швидкості його обертання. Отже, для



моделювання в процесі проектування та експериментальних досліджень асинхронних двигунів необхідно виявити найефективніші схеми обмоток.

1. Гаврилюк Р.Б. Множество неэквивалентных симметричных токовых слоев машины переменного тока // Электромеханика. — 1989. — Т.7. — С. 28—35.
2. Гаврилюк Р.Б. Множнин структур схем обмоток електричних машин змінного струму. Івано-Франківськ, Видани. центр Львівського нац. ун-ту. — 2003. — 396 с.
3. Гаврилюк Р.Б. Схеми симетричних трифазних двонаправних обмоток з перемиканням кількості пар полюсів у співвідношенні 1:2 (кількість пар полюсів = 24) // Промелектро. — 2007. — №5. — С. 21—28.
4. Дартау А.А. Общая методика составления схем многофазных двухскоростных обмоток // Электричество. — 1970. — Т.3. — С. 43—47.
5. Дегтев В.Г., Радимов И.Н. Сдвиг модуляционной волны при построении двухскоростных обмоток методом полюсно-амплитудной модуляции // Электромашиностроение и элект-

трооборудование. — 1973. — Т.16. — С. 87—96.

6. Захаров М.К. Сравнительная оценка образования много-скоростных обмоток методом амплитудного и фазного модулирования // Электричество. — 1977. — Т.2. — С. 70—81.
7. Попов В.И. Трехфазные обмотки асинхронных машин серии RA: систематизация схем и оптимизация параметров // Электричество. — 2001. — №6. — С. 22—32.
8. Такахаши Т. Современные асинхронные двигатели с переключением числа полюсов: перевод № 3030, Свердловск, 1982. — 17 с.
9. Dahlander R. Drehstrommotoren mit variabler polzahl // ETZ. — 1897. — №18. — Pp. 257—259.
10. Rawcliffe G. H. Induction motor speed-changing by pole-amplitude modulation // Proc. IEE. — 1958. — №22. — Pp. 411—419.
11. Rawcliffe G.H. Speed-changing induction motors: further developments for pole-amplitude modulation // Proc. IEE. — 1960. — №36. — С. 513—528.

Надійшла 18.01.2008

УДК 62-83-52:62 276.53

А.В.МАЛЯР, канд.техн.наук (Національний університет "Львівська політехніка", Львів)

## Алгоритм розрахунку стаціонарних режимів електропривода штангових нафтовидобувних установок

*Запропоновано алгоритм розрахунку періодичних залежностей електричних та механічних координат в стаціонарних режимах роботи асинхронного електропривода штангової нафтовидобувної установки методом розв'язування крайової задачі. При цьому враховується залежність моменту інерції та моменту навантаження установки від кута повороту кривошипа, а також насичення магнітопровода та витіснення струму в стержнях ротора привідного двигуна.*

*Предложен алгоритм расчета периодических зависимостей электрических и механических координат в стационарных режимах работы асинхронного электропривода штанговой нефтедобывающей установки методом решения краевой задачи. При этом учитывается зависимость момента инерции и момента нагрузки установки от угла поворота кривошипа, а также насыщения магнитопровода и вытеснения тока в стержнях ротора привідного двигателя.*

**Вступ.** Видобування нафти здебільшого здійснюють штанговими нафтовидобувними установками (ШНВУ), в яких привідним двигуном є асинхронний двигун (АД) з короткозамкненим ротором [1,2], причому для забезпечення успішного запуску використовують двигуни з підвищеним пусковим моментом, які мають глибокі пази або по-

двійну клітку на роторі. Прикладений до валу двигуна момент навантаження має циклічно-змінний характер, що зумовлено особливістю роботи верстата-гойдалки ШНВУ, який приводить у рух глибинну плунжерну помпу. Крім того, момент інерції установки залежить як від кута повороту кривошипа, так і швидкості його обертання. Отже, для

© Малаяр А.В., 2009









якому близькому до нуля значенні ковзання  $s=s_0$ . Очевидно, що такий режим роботи АД відповідає неробочому режимові, тобто відсутності навантаження. Для цього запишемо (1а) в матрично-векторній формі, виділивши в правих частинах вектор  $\vec{u}$  прикладених напруг,

$$d\vec{\psi}/dt = \vec{z} + \vec{u}, \quad (6)$$

де  $\vec{z} = \vec{z}(\vec{\psi}, \vec{i}, s)$  — вектор правих частин, крім вектора  $\vec{u}$  прикладених напруг.

З метою універсальності алгоритмів розрахунку здійснимо сплайн-апроксимацію системи ДР (6) та отримаємо її алгебричний аналог у вигляді

$$H_C \vec{Y}_C - \vec{Z}_C = \vec{U}_C, \quad (7)$$

$$\text{де } \vec{\Psi}_C = (\vec{\psi}_1, \dots, \vec{\psi}_N)^T, \quad \vec{Z}_C = (\vec{z}_1, \dots, \vec{z}_N)^T, \\ \vec{U}_C = (\vec{u}_1, \dots, \vec{u}_N)^T.$$

Для визначення вектора вузлових значень струмів  $\vec{I}_C = (\vec{i}_1, \dots, \vec{i}_N)^T$ , який відповідає ковзанню  $s=s_0$ , введемо в систему (7) параметр  $\varepsilon$  шляхом множення на цей параметр вектора  $\vec{U}_C$  та продиференціюємо отримане рівняння по цьому параметру. В результаті отримаємо

$$W_C \frac{d\vec{I}_C}{d\varepsilon} = \vec{U}_C, \quad (8)$$

де  $W_C = \left( H_C \frac{\partial \vec{Z}_C}{\partial \vec{\Psi}_C} \right) \frac{\partial \vec{\Psi}_C}{\partial \vec{I}_C} - \frac{\partial \vec{Z}_C}{\partial \vec{I}_C}$  — матриця Якобі системи (8), в якій похідна  $\frac{\partial \vec{\Psi}_C}{\partial \vec{I}_C}$  — це блочно-діагональна матриця, в якій кожен блок є матрицею диференціальних параметрів, перетворених до осей  $x, y$  контурів АД [7].

Інтегруючи векторне рівняння (8) по  $\varepsilon$  в межах від  $\varepsilon=0$  до  $\varepsilon=1$  за нульових початкових умов, знаходимо достатньо близьке (у залежності від кількості зроблених кроків) значення вектора  $\vec{I}_C$ , яке уточнюється за ітераційною схемою метода Ньютона згідно з формулами

$$\vec{I}_C^{(k+1)} = \vec{I}_C^{(k)} - \Delta \vec{I}_C^{(k)}, \quad W \Delta \vec{I}_C^{(k)} = \vec{Q}^{(k)}, \quad (9)$$

де  $\vec{Q}^{(k)}$  — вектор нев'язок системи (7) при значенні вектора  $\vec{I}_C = \vec{I}_C^{(k)}$ .

Значення вектора  $\vec{I}_C$  струмів контурів та швидкості  $\omega = (1-s_0)\omega_0$  є початковими умовами для визначення періодичних залежностей координат режиму при заданому періодичному законі зміни навантаження, які отримуємо шляхом розв'язування нелінійної системи (5). При цьому використовується спосіб параметризації, суть якого полягає

в наступному.

Вважаючи вектор прикладених напруг незмінним, обчислимо вектор нев'язок при значенні вектора  $\vec{X}_C = \vec{X}_C^{(0)}$ , компоненти якого визначені з першого етапу розрахунку, за формулою

$$\vec{Q}^{(0)} = H_C \vec{Y}_C(\vec{X}_C^{(0)}) - \vec{Z}_C(\vec{Y}_C(\vec{X}_C^{(0)}), \vec{X}_C^{(0)}). \quad (10)$$

Скалярний параметр  $\varepsilon$  вводимо в систему алгебричних рівнянь за схемою

$$H_C \vec{Y}_C - \vec{Z}_C = (1-\varepsilon) \vec{Q}^{(0)}. \quad (11)$$

Зміна параметра  $\varepsilon$  від  $\varepsilon=0$  до  $\varepsilon=1$  еквівалентна зменшенню вектора нев'язок  $\vec{Q}^{(0)}$  до нуля, а сітковий вектор  $\vec{X}_C$  змінюється при цьому від  $\vec{X}_C = \vec{X}_C^{(0)}$  до значення, яке відповідає розв'язку векторного рівняння (5). Знайти залежність вектора  $\vec{X}_C$  від параметра  $\varepsilon$  можна шляхом чисельного інтегрування векторного ДР [9]

$$W_C \frac{d\vec{X}_C}{d\varepsilon} = -\vec{Q}^{(0)} \quad (12)$$

в межах від  $\varepsilon=0$  до  $\varepsilon=1$ , уточнюючи його на кожному крокові методом Ньютона. Прирости при цьому обчислюються за формулами

$$W_C \Delta \vec{X}_C^{(k)} = \vec{Q}^{(k)}, \quad (13)$$

де  $\vec{Q}^{(k)}$  — вектор нев'язок системи (11) при значенні вектора  $\vec{I}_C = \vec{I}_C^{(k)}$ .

Таким чином, алгоритм розрахунку стаціонарних процесів роботи ШНВУ викладеним вище методом розв'язування крайової задачі складається з двох етапів. Суть першого з них полягає в напруженні напруги від нуля до заданого значення. Він виконується за рівняннями електричної рівноваги. Другий етап здійснюється за рівняннями електро-механічної рівноваги. Його суть полягає в напруженні прикладеного моменту від його значення при неробочому режимі до заданих вузлових значень. Послідовність розрахунку складається з наступних операцій.

Перший етап.

1. Використовуючи математичну модель верстага-гойдалки, розрахувати вузлові значення  $J_j = J_j(\alpha_j)$  моменту інерції установки [6] та його похідної  $\left. \frac{dJ(\alpha)}{d\alpha} \right|_{\alpha=\alpha_j}$  а також вибрати вузлові значення ( $j=1, N$ ) момента  $M_{ij} = M_{ij}(\alpha_j)$  навантаження та утворити з них відповідні масиви даних.

2. Задатися нульовими початковими значеннями компонент вектора  $\vec{I}_C = \vec{0}$  і значенням ковзан-



ня  $s=s_0$  та здійснити інтегрування методом Ейлера системи ДР (8) по  $\epsilon$  від нуля до одиниці за кілька кроків, отримавши наближене значення вектора  $\vec{I}_C$ . Як свідчить практика розрахунків, воно знаходиться в околі збіжності ітераційного методу Ньютона.

3. Здійснити ітераційне уточнення вектора  $\vec{I}_C$  згідно з формулами (9).

Другий етап.

4. Сформувати початкове значення вектора  $\vec{X}_C = \vec{X}_C^{(0)}$ , в якому кутова швидкість вважається постійною, підставити його в рівняння (5) та обчислити вектор пев'язок  $\vec{Q}^{(0)}$ .

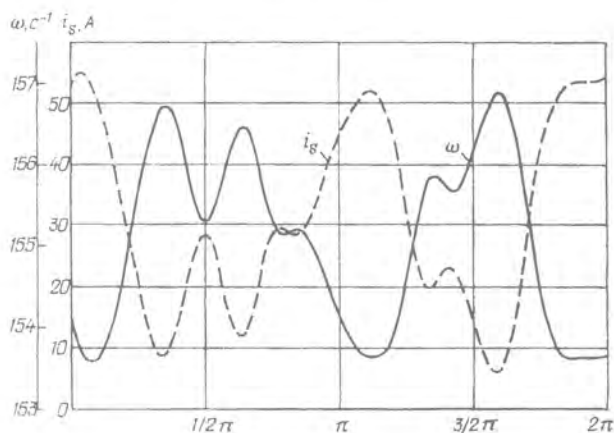
5. Сформувати матрицю Якобі системи (12) та здійснити один крок інтегрування методом Ейлера.

6. Підставити знайдене нове значення вектора  $\vec{X}^{(k)}$  у рівняння (11), обчислити пев'язки і уточнити його методом Ньютона.

7. Надати приріст скалярній координаті  $\epsilon$  і перейти до п. "5".

Відзначимо, що для чисельного інтегрування пропонується застосовувати метод Ейлера з тієї причини, що на кожному крокові вектор змінних уточнюється ітераційним методом. Це дає змогу отримати розв'язок за 5–10 кроків, тобто з невеликим обсягом обчислень.

Як приклад на рисунку показано залежності від кута повороту кривошипа діючого значення струму статора та кутової швидкості обертання ротора двигуна 4AP160S4У3, який приводить у рух верстат-гойдалку 7СК8-3,5-4000, в стаціонарному режимі роботи ШНВУ, розраховані у відповідності з викладеним вище алгоритмом.



## Висновки.

Розроблений алгоритм розрахунку дає змогу отримати періодичні залежності електричних та механічних координат в стаціонарних режимах роботи асинхронного електропривода штангової нафтовидобувної установки в позачасовій області методом розв'язування крайової задачі, що значно скорочує обсяг обчислень і є основою для виконання оптимізаційних розрахунків. Задача розв'язується у два етапи, що забезпечує збіжність ітераційного процесу. При цьому враховується залежність приведенного момента інерції системи електроприводу та момента навантаження установки від кута повороту кривошипа, а також насичення магнітопровода асинхронного двигуна та витіснення струму в стержнях ротора.

1. Бак С.И., Читшаховян С.П. Электрификация блочно-комплектных установок нефтяной промышленности. — М.: Недра, 1989. — 183 с.

2. Бойко В.С. Розробка та експлуатація нафтових родовищ. — К.: Реал Принт, 2004. — 695 с.

3. Давиденко Д.Ф. Об одном новом методе численного решения систем нелинейных уравнений // ДАН СССР. — 1953. — т.88. — № 4. — С. 601–602.

4. Маляр А.В. Динаміка електроприводу штангової нафтовидобувної установки // Техн. електродинаміка. — 2007. — №2. — С. 50–54.

5. Маляр В.С., Маляр А.В. Математическое моделирование периодических режимов работы электротехнических устройств // Электронное моделирование. — 2005. — Т.27. — №3. — С. 39–53.

6. Справочник по проектированию автоматизированного электропривода и систем управления технологическими процессами / Под ред. В.И. Круповича, Ю.Г. Барыбина, М.Л. Самовера. — М.: Энергоиздат, 1982. — 416 с.

7. Фильц Р.В. Математические основы теории электромеханических преобразователей. — К.: Наукова думка, 1979. — 208 с.

8. Фильц Р.В., Оньшико Е.А., Плахтына Е.Г. Алгоритм расчета переходных процессов в асинхронной машине с учетом насыщения и вытеснения тока // Преобразователи частоты для электропривода. — Кишинев: Штиинца, 1979. — С. 11–22.

9. Яковлев М.Н. К решению систем нелинейных уравнений методом дифференцирования по параметру // ЖВМ и МФ. Т.4. — 1964. — № 1. — С. 146–149.

Надійшла 24.07.08

УДК 389.14:681.3:681.518.3

Б.С.СТОПНИЙ, академик НАН України, Е.Н.ТАНКЕВИЧ, докт. техн. наук, И.В.ЯКОВЛЕВА, канд. техн. наук, Г.М.ВАРСКИЙ, канд. техн. наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, г.Киев)

## Высоковольтные измерительные комплексы электроэнергетики с автоматической коррекцией погрешностей

*Разработана универсальная математическая модель погрешности высоковольтного измерительного канала электроэнергетики. Исследовано влияние различных факторов на значение погрешности канала. Предложены и экспериментально проверены способы ее цифровой коррекции.*

*Разроблено універсальну математичну модель похибки високовольтного вимірювального каналу електроенергії. Досліджено вплив різних факторів на значення похибки каналу. Запропоновано і експериментально перевірено способи цифрової корекції.*

**Введение.** Точность измерительной информации, используемой для управления технологическими процессами производства, передачи и распределения электроэнергии, непосредственно влияет на эффективность работы электроэнергетической отрасли. Негативные последствия значительных погрешностей измерения основных параметров режимов электроэнергетических объектов (ЭЭО) весьма весомы и достаточно разнообразны. Укажем хотя бы на такие, как эксплуатация оборудования в экономически неоптимальных режимах, что связано с дополнительными расходами топлива, и трудности сведения балансов мощности и электроэнергии. В структуре коммерческих потерь (неучтенная, неоплаченная и украденная электроэнергия) метрологические потери, которые обусловлены несовершенством систем учета и неучтенным потреблением, составляют, по оценкам специалистов, примерно одну треть и равны примерно двум процентам отпуска электроэнергии в сети всех классов напряжений. Известно также, что при неблагоприятном сочетании лишь некоторых из влияющих на точность измерения электроэнергии факторов погрешность может достигать 10% и более; тогда как для большинства перспективных систем учета электроэнергии приемлемой считается погрешность на уровне  $\pm(0,3-0,5)\%$  или  $(1-2)\%$  [10]. В конечном итоге погрешности измерений могут быть причиной перерасхода топливно-энергетических ресурсов или неправильной оценки производственно-хозяйственной деятельности

отдельных предприятий и отрасли в целом. В то же время уменьшение погрешностей измерений обеспечивает более точное определение реальных и установление нормативных значений метрологических потерь электроэнергии, расширяет возможности выявления и учета всех составляющих потерь и осуществления мероприятий по их снижению. Следовательно, вполне закономерно, что проблема выявления и учета потерь, обусловленных погрешностями измерений, остается в центре внимания субъектов энергорынка Украины.

В экономически развитых странах проблема повышения точности измерения и учета электроэнергии не имеет такой остроты как в Украине, поскольку эти процедуры осуществляются средствами измерения высоких классов точности, характер и величина нагрузок вторичных цепей измерительных трансформаторов, как правило, удовлетворяют установленным нормам, а контролируемые электрические сети работают с параметрами близкими к номинальным.

Повышение точности измерений только за счет повышения точности отдельных средств измерения в составе измерительного канала является достаточно затратным и, как показывает практика эксплуатации, не всегда приводит к желаемому результату. Опыт внедрения электронных счетчиков электроэнергии высоких классов точности это подтвердил. Сегодня перспективным является подход, предполагающий введение поправок к результатам измерений [7]. Поправки определяются на основе



исследования и оценивания всех составляющих результирующей погрешности с учетом всех влияющих на точность измерений явлений и факторов, имеющих место в эксплуатации.

О заинтересованности данным вопросом свидетельствует большое количество публикаций, которые появились в последние годы как в Украине, так и странах СНГ, в первую очередь в России, посвященных анализу влияния погрешностей компонентов ИК на точность измерений электроэнергии и возможности введения поправок к результатам измерения [1,2,7]. Утвержденная в 2007г. Минтоэнерго Украины методика [9] позволяет получать результат измерения количества электроэнергии и определять границы погрешности результата измерения по данным графиков нагрузки и индивидуальным метрологическим характеристикам средств измерения. Однако в этих работах либо совсем не учитывается, либо же учитывается лишь приблизительно влияние структуры измерительной схемы и возможных расхождений в значениях метрологических характеристик средств измерения отдельных фаз на конечные результаты измерения. В то же время, как установлено авторами, влияние отмеченных факторов на результирующую погрешность измерения в некоторых случаях может быть существенным [5].

Цель данной работы — построение уточненной математической модели суммарной погрешности измерительного канала активной электроэнергии (ИК), которая позволяет учесть его состав и структуру, индивидуальные метрологические характеристики средств измерения, рабочие условия измерений и режим работы контролируемой сети; определение на этой основе поправок к результатам измерения, уменьшающим систематическую составляющую погрешности измерений, и разработка цифровой технологии автоматизированной в процессе измерения коррекции погрешностей канала.

**Математическая модель погрешности ИК.** Измерения параметров режима и учет электроэнергии в высоковольтных электрических сетях осуществляется измерительными комплексами, состоящими из групп измерительных трансформаторов тока (ТТ) и напряжения (ТН), линий связи и измерительных приборов. Комплекс обеспечивает измерительной информацией систему измерения и учета электроэнергии, защиты и автоматики, диагностики, мониторинга и управления режимами ЭЭО. Структура комплекса определяется типами применяемых средств измерения, их количеством, классом напряжения и способом выполнения нейтрали электросети. В составе такого комплекса функционально можно выделить ИК, обеспечивающий измерение активной мощности и энергии в точке учета. Такой ИК состоит из трех частей: схемы измерения трехфазного напряжения, схемы измерения трехфазного тока и трехфазного счетчика электроэнергии (рис. 1).

В трехфазных электрических сетях измерение



Рис. 1

тока выполняется посредством групп из двух или трех фазных ТТ, измерение напряжения, соответственно, группы (комплектов) однофазных ТН или трехфазных ТН с определенной в каждом конкретном случае схемой соединения их первичных и вторичных обмоток. В рассматриваемых ИК применяют обычно трехфазные счетчики электроэнергии с двумя или тремя измерительными элементами. Возможные комбинации применяемых в эксплуатации схем измерения трехфазного тока и напряжения с учетом количества измерительных элементов счетчика определяют шесть возможных структур ИК. Укажем две наиболее распространенные в электросетях схемы ИК: а) характерная для электросетей напряжением 6—35 кВ с изолированной нейтралью схема Арона, состоящая из двух фазных ТТ, двух ТН, соединенных по схеме открытого треугольника, и двухэлементного счетчика; б) схема в составе трех фазных ТТ, трех фазных ТН и трехэлементного счетчика, распространенная в электрических сетях напряжением 110 кВ и выше, выполняемых с заземленной нейтралью.

Исследование работы измерительных трансформаторов в составе трехфазной группы показало, что условия работы однофазных трансформаторов в ее составе могут отличаться от условий работы одиночного трансформатора, соответственно будут отличаться и их погрешности. Режимы работы каждого измерительного трансформатора в трехфазной схеме в общем случае зависят не только от величины и характера собственных входного сигнала и вторичной нагрузки, но и от входных сигналов и вторичных нагрузок всех остальных трансформаторов группы. Неравенство количества трансформаторов в группе и измерительных элементов в счетчике, несимметрия трехфазной нагрузки всей группы, в частности, за счет подключения измерительных преобразователей или цитовых приборов для контроля тока и напряжения только к фазе А, обуславливают отличие характеристик нагрузок фазных измерительных трансформаторов одного ИК. Так, например, вторичные нагрузки двух ТТ, включенных в фазы А и С, к которым присоединен трехэлементный счетчик, в симметричном режиме работы присоединения одинаковы по модулю, но их углы отличаются на  $60^\circ$  [5]. Таким образом, при анализе погрешностей измерения активной мощности и энергии группы измерительных трансформаторов следует моделировать и рассматривать как единое средство измерения. Это усложняет оценивание погрешностей ИК мощности и электроэнергии, однако обес-



печивает его большую точность, а, соответственно, высшее качество решения задач управления ЭЭО и энергосбережения.

Применяя подход, предложенный в работе [3], для получения моделей определения погрешностей преобразования информации одиночным измерительным преобразователем тока или напряжения, к трехфазным группам таких преобразователей получены универсальные модели погрешностей измерения трехфазного тока и трехфазного напряжения высоковольтных электросетей группами измерительных трансформаторов [6]. В общем случае процедуру измерения сигнала ИК можно представить как последовательность операций преобразования информации  $[U_{ЭЭО}]$  в  $[U_{СЧ}]$ . В ИК трехфазного напряжения можно выделить четыре таких операции, которые могут быть описаны, исходя из индивидуальных метрологических характеристик всех трансформаторов группы, конфигурации схемы их соединения, режимов работы ТН в группе и падения напряжения в линиях присоединения вторичной нагрузки к группе ТН.

Входные и выходные сигналы схемы измерительного преобразования трехфазного напряжения можно описать комплексными матрицами-векторами

$$[U_{ЭЭО}] = \begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{bmatrix}, \quad [U_{СЧ}] = \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ \vdots \\ \dot{U}_k \end{bmatrix},$$

где  $\dot{U}_A, \dot{U}_B, \dot{U}_C$  — фазные напряжения контролируемого ЭЭО;  $\dot{U}_1, \dots, \dot{U}_k$  — входные напряжения  $k$ -элементного счетчика электроэнергии.

Измерительное преобразование трехфазного тока в точке учета  $[I_{ЭЭО}]$  в систему входных токов счетчика  $[I_{СЧ}]$  представляется последовательностью трех операций, учитывая тот факт, что влиянием линии связи ТТ и счетчика можно пренебречь. Модель преобразования информации в счетчике электроэнергии можно представить как последовательность моделей двух операций: первой —  $\Pi_{kСЧ}$ , которая моделирует положенный в основу измерения электроэнергии алгоритм вычисления активной мощности с учетом количества измерительных элементов счетчика  $k$ , и второй —  $\Pi_{\deltaСЧ}$ , которая отражает влияние на результат измерения метрологических характеристик счетчика, а именно, суммы его основной погрешности и дополнительных погрешностей от влияющих величин: отклонения напряжения, частоты, температуры окружающей среды, магнитного поля и других от их нормальных значений, при которых погрешность счетчика гарантировано соответствует его классу точности.

Полученные математические модели преобразования информации в структурных элементах ИК позволяют выполнить формализованное математическое описание многооперационной процеду-

ры измерения активной электроэнергии и построить структурную схему определения погрешности канала (рис. 2) [6].

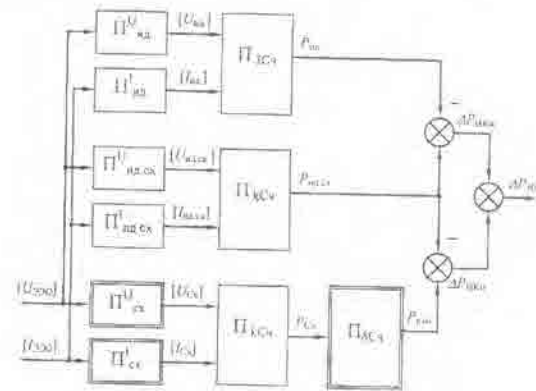


Рис. 2

Модули  $\Pi_{сч}^U$  и  $\Pi_{сч}^I$  отражают соответственно измерительные преобразования трехфазных напряжения и тока. Преобразование информации в счетчике представлено модулями  $\Pi_{кСЧ}$  и  $\Pi_{\deltaСЧ}$  описанными выше.

Ветвь идеального измерения мощности построена, исходя из соображений, что наиболее точное измерение мощности выполняется каналом, состоящим из трех ТТ, трех ТН и трехэлементного счетчика электроэнергии. Она представлена тремя модулями. Модули  $\Pi_{ид}^I$  и  $\Pi_{ид}^U$  моделируют идеальные масштабные преобразования фазных токов и напряжений ЭЭО в соответствии с номинальными коэффициентами трансформации ТТ и ТН; модуль  $\Pi_{ЗСЧ}$  моделирует положенный в основу измерения электроэнергии в трехэлементном счетчике алгоритм вычисления активной мощности как суммы фазных мощностей.

Таким образом, полная погрешность ИК активной мощности равняется

$$\begin{aligned} \Delta P_{ИК} &= P_{изм} - P_{ид} = P_{СЧ} (1 + \delta_{СЧ}) - P_{ид} = \\ &= \Delta P_{ИТ} + \delta_{СЧ} P_{СЧ}. \end{aligned} \quad (1)$$

Составляющая  $\Delta P_{ИТ}$  равна разнице между поданной на вход счетчика мощностью  $P_{СЧ}$  и мощностью  $P_{ид}$ . Она определяется метрологическими характеристиками ТТ и ТН, их нагрузками, количеством и схемами соединения в группах, количеством измерительных элементов счетчика, параметрами линий связи, то есть  $\Delta P_{ИТ}$  учитывает все источники погрешностей в ИК, кроме погрешности счетчика  $\delta_{СЧ}$ .

Переходя в выражении (1) к относительным погрешностям и пренебрегая составляющими второго порядка малости, получим

$$\delta_{ИК} = \delta_{ИТ} + \delta_{СЧ}. \quad (2)$$



Разработанная математическая модель суммарной погрешности ИК учитывает состав и конфигурацию канала, индивидуальные метрологические характеристики входящих в его состав средств измерения, режимы работы сети и рабочие условия измерений. Предложенная модель ИК обеспечивает более точное, по сравнению с существующими моделями, оценивание погрешностей измерения и учета электроэнергии.

**Влияние различных факторов на погрешность ИК.** По характеру влияния на суммарную погрешность и типу описывающих их математических выражений все факторы, которые учтены в модели преобразования сигнала в ИК, можно разделить на две группы. К первой принадлежат те, которые определяются составом и структурой ИК и алгоритмами обработки информации в нем. Математические выражения, моделирующие воздействие этих факторов на преобразование информации в ИК, имеют постоянные коэффициенты, которые не зависят от величины входного сигнала, режима работы сети, изменения нагрузки, параметров внешней среды. Эти факторы определяют методическую погрешность ИК  $\delta_{ИКМ}$ . Ко второй группе можно отнести факторы, отражающие влияние внутренних параметров и свойств отдельных компонентов ИК на преобразование сигнала. К этой группе относятся амплитудные и угловые погрешности измерительных трансформаторов, основные и дополнительные погрешности счетчика, параметры линии связи, значения которых зависят от многих влияющих величин, а именно величины входных сигналов, температуры, магнитного поля и других. Эти факторы определяют вторую составляющую суммарной относительной погрешности ИК  $\delta_{ИКН}$ .

$$\delta_{ИК} = \delta_{ИКМ} + \delta_{ИКН}.$$

В структурной схеме определения соответствующих составляющих абсолютной погрешности ИК  $\Delta P_{ИКМ}$  и  $\Delta P_{ИКН}$  присутствует ветвь, которая соответствует ИК, имеющему такую же структуру как и реальный ИК, но с "идеальными" средствами измерения, т.е. без инструментальных погрешностей (см. рис.2). Модули  $\Pi_{ид.сх}^U$  и  $\Pi_{ид.сх}^I$  отражают преобразование трехфазного напряжения и тока группами измерительных трансформаторов той же конфигурации и с теми же номинальными коэффициентами трансформации, что и в исследуемом ИК, но с нулевыми погрешностями.

Погрешность  $\Delta P_{ИКМ}$  возникает, обычно, в несимметричных режимах работы сети. При этом влияние несимметрии на величину погрешности измерения активной мощности в таких режимах зависит от типов используемых средств измерения, количества измерительных трансформаторов и схемы их соединения, а также схемы включения счетчика и количества его измерительных элемен-

тов. Так, при измерении активной электроэнергии в трехфазной трехпроводной сети с изолированной нейтралью ИК, в состав которого входят группы из двух ТТ, в долговременных режимах замыканий на землю одной из фаз, на которых установлен ТТ, возможны дополнительные погрешности измерения электроэнергии, обусловленные током нулевой последовательности. Величина погрешности определяется соотношением между значениями тока замыкания на землю и током нагрузки, а также значением коэффициента мощности нагрузки. Знак погрешности зависит от того, в которой из фаз возникло замыкание.

Погрешность  $\Delta P_{ИКМ}$  обычно в рамках самого ИК устранить невозможно, для этого необходимо получить информацию от других средств измерения. Погрешность  $\Delta P_{ИКН}$  можно откорректировать при условии известных метрологических характеристик компонентов канала.

В симметричных режимах работы, в которых ЭЭО работают большую часть времени, составляющую погрешности измерения  $\delta_{ИГ}$  обусловленную характеристиками трансформаторной схемы включения счетчика, пренебрегая составляющими второго порядка малости, можно представить как сумму двух составляющих, обусловленных схемами трансформации трехфазного тока  $\delta_{ТТ}$  и трехфазного напряжения  $\delta_{ТН}$ . Значения этих составляющих для схем с тремя измерительными трансформаторами определяются погрешностями всех трех трансформаторов и не зависят от их взаимного расположения в фазах

$$\delta_{ТТ} = \frac{(f_{ТТА} + f_{ТТВ} + f_{ТТС}) + \text{tg}\varphi (\theta_{ТТА} + \theta_{ТТВ} + \theta_{ТТС})}{3},$$

$$\delta_{ТН} = \frac{(f_{ТНА} + f_{ТНВ} + f_{ТНС}) - \text{tg}\varphi (\theta_{ТНА} + \theta_{ТНВ} + \theta_{ТНС})}{3},$$

где  $f_{ТТА}, f_{ТТВ}, f_{ТТС}, \theta_{ТТА}, \theta_{ТТВ}, \theta_{ТТС}$  — токовые и угловые погрешности фазных ТТ;  $f_{ТНА}, f_{ТНВ}, f_{ТНС}, \theta_{ТНА}, \theta_{ТНВ}, \theta_{ТНС}$  — погрешности напряжения и угловые погрешности фазных ТН;  $\varphi$  — угол между током и напряжением в точке измерения.

В схемах с двумя измерительными трансформаторами значения погрешностей  $\delta_{ТТ}$  и  $\delta_{ТН}$  в симметричном режиме работы присоединения определяются не только значениями погрешностей трансформаторов и углом  $\varphi$ , но и соотношением величин и знаков погрешностей трансформаторов разных фаз, причем влияние отличий погрешностей отдельных фазных трансформаторов на исследуемые погрешности достаточно сложно

$$\delta_{ТТ} = \frac{f_{ТТА} + f_{ТТС}}{2} + \frac{\theta_{ТТА} - \theta_{ТТС}}{2\sqrt{3}}$$



$$- \lg \rho \left( \frac{f_{\text{ТГА}} - f_{\text{ТТС}}}{2\sqrt{3}} - \frac{\theta_{\text{ТГА}} + \theta_{\text{ТТС}}}{2} \right), \%$$

$$\delta_{\text{ПН}} = \frac{f_{\text{ТНАВ}} + f_{\text{ТНСВ}}}{2} - \frac{\theta_{\text{ТНАВ}} - \theta_{\text{ТНСВ}}}{2\sqrt{3}}$$

$$- \lg \rho \left( \frac{f_{\text{ТНАВ}} - f_{\text{ТНСВ}}}{2\sqrt{3}} + \frac{\theta_{\text{ТНАВ}} + \theta_{\text{ТНСВ}}}{2} \right), \%$$

где  $f_{\text{ТНАВ}}, f_{\text{ТНСВ}}, \theta_{\text{ТНАВ}}, \theta_{\text{ТНСВ}}$  – погрешности по напряжению и угловые погрешности ТН, подключенных к междуфазным напряжениям АВ и СВ.

Проведенная с использованием полученных формул оценка составившей погрешности ИК активной электроэнергии, обусловленной трансформаторной схемой включения счетчика, показала, что в случае использования в ИК средств измерения одного класса точности эта составляющая может в несколько раз превышать погрешность счетчика, оказывая определяющее воздействие на суммарную погрешность измерения электроэнергии [4].

Анализ влияния конструктивных и эксплуатационных параметров на метрологические характеристики измерительных трансформаторов показал, что оно вместе с неодинаковыми условиями работы отдельных трансформаторов в составе группы во многих случаях обуславливает существенное расхождение значений погрешностей разных трансформаторов группы или разных фаз трехфазного трансформатора. Это подтверждает и проведенный анализ экспериментально полученных метрологических характеристик тридцати ТН напряжением от 6 до 110 кВ разных лет выпуска и более чем ста ТТ напряжением (10–500) кВ, полученных при проведении поверки на месте эксплуатации при реальной вторичной нагрузке измерительных трансформаторов.

Оценка влияния разницы в значениях погрешностей трансформаторов разных фаз на погрешность ИК показала, что только учет индивидуальных метрологических характеристик трансформаторов при определении погрешностей ИК на основе разработанной модели позволит наиболее достоверно определить его погрешности и значения поправок к результатам измерения, существенно повышающим их точность [5].

**Цифровая технология автоматизированной коррекции.** Внедрение в практику измерения электроэнергии микропроцессорных multifunctionальных счетчиков, способных одновременно с учетом электроэнергии выполнять дополнительные функции измерения тока, напряжения, частоты и коэффициента мощности, разработка средств поверки для установления индивидуальных метрологических характеристик измерительных трансформаторов и периодическое обязательное проведение таких поверок создает предпосылки для совершенствования методики измерения электриче-

ской энергии путем включения в процесс измерения операции автоматической коррекции систематических погрешностей ИК. Способ выполнения процедуры введения поправок зависит от функциональных возможностей средств измерения в составе канала.

Наиболее эффективным для всех схем ИК является введение поправок в multifunctionальном счетчике электроэнергии на этапе измерения мощности, что позволяет достичь наилучшего результата в повышении точности измерения и достоверности учета электроэнергии (рис. 3, а) [8].

В этом случае следует предусмотреть ввод в счетчик зависимостей погрешностей ТТ от величины первичного тока и погрешностей ТН от первичного напряжения, снятых на месте эксплуатации. Кроме того обеспечивается возможность при определении поправки учесть потери напряжения во вторичных цепях ТН и дополнительные погрешности счетчика электроэнергии, обусловленные изменением влияющих величин в реальных условиях эксплуатации. Благодаря измерению и контролю действующих значений тока и напряжения, вычислению и внесению в автоматическом режиме поправки к результату измерения мощности, соответствующей измеренным значениям тока и напряжений, на каждом расчетном интервале достигается значительное уменьшение результирующей погрешности ИК не только в режимах постоянного ее потребления, но и при нестабильных на протяжении расчетного периода значениях рабочего тока и коэффициента мощности нагрузки.

Такой способ коррекции погрешности ИК является наиболее точным, поскольку обеспечивает в целом значительно технически более совершенную коррекцию погрешности ИК на протяжении расчетного периода, осуществляя ее на каждом интервале, который характеризуется постоянным уровнем тока и неизменным коэффициентом мощности нагрузки.

Постоянное оперативное в процессе измерения автоматическое введение поправок к показаниям счетчика в отдельном блоке коррекции при условии постоянного измерения режимных параметров, а именно токов, напряжений и мощностей по каждой из фаз, позволяет учесть и компенсировать влияние условий работы каждого средства измерения и возможную несимметрию режима на точность измерений (рис. 3, б).

Информация о параметрах режима в блок коррекции может поступать либо от самого счетчика, если такие измерения входят в состав его функций, либо от любых других устройств, осуществляющих постоянное измерение этих величин, например, системы мониторинга режимов, цифровых устройств защиты и др.

В автоматизированных системах учета электроэнергии (АСКУЭ) при использовании имеющегося парка средств измерений введения попра-



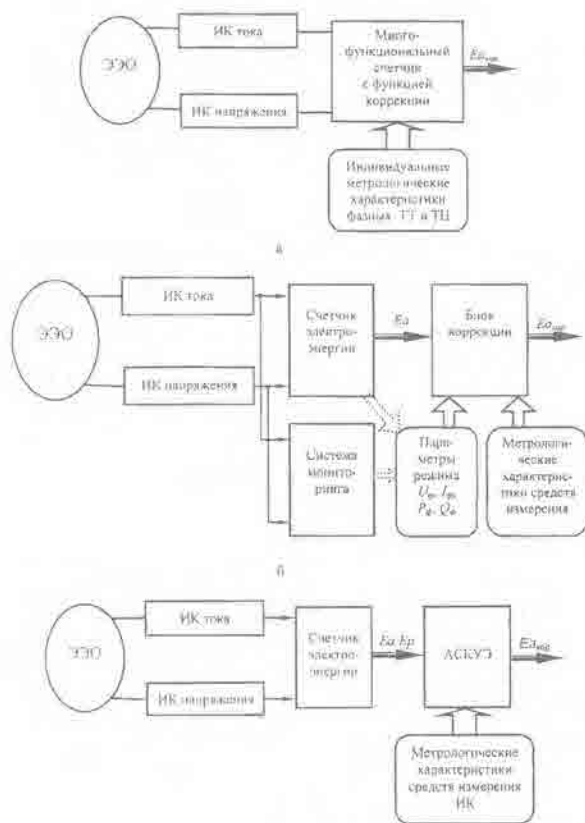


Рис. 3

нок можно выполнять на базе усредненных на интервалах данных графиков нагрузок активных и реактивных мощностей (рис. 3, в). Чем меньше интервал усреднения, тем эффективней коррекция результата измерения, но даже использование имеющихся сейчас интервалов усреднения графиков (15, 30, 60 мин) позволит увеличить точность учета и баланса энергий. Заметим, что введение поправки с учетом состава и конфигурации канала особенно важно в схемах с двумя измерительными трансформаторами.

Для экспериментальной проверки алгоритма автоматического введения поправок к результатам измерения электроэнергии по схеме рис. 4, а использовался трехфазный многофункциональный счетчик электроэнергии "Каскад" и специально разработанный и изготовленный макет ТТ. Результаты эксперимента подтвердили, что введение поправок, которые учитывают погрешности ТТ, приводит к значительному уменьшению погрешностей измерения электроэнергии. Экспериментальная проверка реализованного в счетчике способа коррекции погрешности ИК, состоящего из ТТ, ТН и счетчика электроэнергии (все средства измерения классов точности 0,5) осуществлялась в условиях работы ИК при номинальном напряжении, изменении тока в диапазоне (0,05–1,2) номинального значения и коэффициента мощности контролируемого присоединения, равном 0,5. Результаты проверки подтвердили возможность уменьшения погрешности такого ИК в 4 и более раз.

Алгоритм введения поправок к показаниям счетчика по данным графиков нагрузки активной и реактивной мощностей в системе АСКУЭ с учетом конфигурации канала проверялся по материалам проведенного в "Хмельницких южных высоковольтных электросетях" эксперимента параллельного учета электроэнергии с использованием электронных счетчиков типа "Элвин", один из которых был присоединен к ТТ класса точности 0,5, а второй — к ТТ класса точности 0,2S. Поправки вводились на основе экспериментальных данных о погрешностях ТТ при реальной нагрузке. Корректировались значения активной энергии, измеренные на 30-минутных интервалах. При проведении коррекции принималось, что режим работы присоединения симметричен, а напряжение равняется номинальному. Результаты введения поправок для трех суток с разной токовой загрузкой, приведенные в таблице, показывают существенное уменьшение погрешностей измерения электроэнергии.

$I/I_{ном}$ , %	$\varphi$ , град.	$\delta_{ИК}$ , %	
		до коррекции	после коррекции
7–14,5	20–34	-0,57	0,07
7–15	21–33	-0,65	0,01
0,4–1,3	-4–(-62)	-3,43	-1,67

**Выводы.** Развитие теории измерительного канала активной электроэнергии высоковольтного ЭЭО в части построения усовершенствованной математической модели его погрешности и разработки цифровой технологии ее автоматизированной коррекции в темпе процесса измерения составляет основу разработки способов и средств повышения точности измерения и учета электроэнергии, уменьшения ее метрологических потерь. Их внедрение является целесообразным и экономически оправданным в системах как коммерческого, так и технического учета электроэнергии в электрических сетях всех классов напряжений, где возникают задачи повышения точности учета электроэнергии и энергоэффективности управления электрическими сетями и хозяйственными комплексами.

1. Кошун В.В., Кикало В.М., Антохин Ю.П., Ковчинский А.О., Керницкий М.В. Похибки вимірювання кількості активної електричної енергії, які обумовлені трансформаторами струму // Електропанорама. — 2006. — №4. — С. 62–63. — №5. — С. 40, 42–43.

2. Миронюк И.Е. О методике выполнения измерений электрической энергии // Измерительная техника. — 2006. — № 4. — С. 64–68.

3. Стогий Б.С. Теория высоковольтных измерительных преобразователей переменного тока и напряжения. - К: Наукдумка, 1984. — 272с.

4. Стогий Б.С., Танкевич Е.М., Яковлева Л.В. Оцінювання похибок вимірювання електроенергії в високовольтних електричних мережах // Матер. 6-ої наук.-практ. конф. "Метро-

логічне забезпечення обліку електричної енергії в Україні". — К.: АВЕГА, — 2007. — С. 164 — 172.

5. *Стойий Б.С., Танкевич Є.М., Яковлева І.В.* Вплив розбіжностей метрологічних характеристик фазних вимірювальних трансформаторів і параметрів їх вторинних кіл на точність вимірювання параметрів режиму електромережі // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". — 2008. — Ч. 5. — С. 3 — 8.

6. *Стойий Б.С., Яковлева І.В., Танкевич Є.М.* Вплив структури і метрологічних характеристик компонентів трифазного вимірювального каналу потужності на математичну модель його похибки // Енергетика та електрифікація. — 2007. — №8. — С. 25 — 29.

7. *Танкевич Є.М., Яковлева І.В.* Вплив фазової складової похибок компонентів вимірювальних комплексів на точність

вимірювання потужності і обліку електричної енергії // Енергетика та електрифікація. — 2001. — № 6. — С. 15 — 20.

8. *Деклараційний патент України* на винахід № 63600. Спосіб корекції похибки вимірювального комплексу електроенергії і пристрій для його здійснення / Березанський М.П., Пцайло В.О., Нагорний П.Д. та інші. // БИ. — 2004. — № 1.

9. *Кількість електричної енергії та електрична потужність.* Типова методика виконання вимірювань МВУ 031/08-2007. — К.: ГРІФРЕ, 2007. — 97 с.

10. *Концепція поєднання автоматизованих систем* уета електроенергії в умовах енергоринка / Утверджено приказом Міністерства енергетики, НКРЕ, Держкоменергозбереження, Госстандарта, Держбуду, Держпромполітики от 17 апреля 2000 г. N 32/28/28/276/75/54.

Надійшла 20.01.09

УДК 621.311.1

О.В.ДАНИЛЮК, докт.техн.наук., А.Б.КОЗОВИЙ (Нац. ун-т "Львівська політехніка", Львів),  
М.М.ШВЕЦЬ (ТЗОВ "Інтехсерво", Львів), І.Р.МЕЛЬНИК (Нац. ун-т "Львівська політехніка", Львів)

## Нейроматематичне еквівалентування нетелемеханізованих фрагментів для задач оперативної оптимізації режимів електричних мереж

*В статті описано один із підходів до формування еквівалентів у процесі розв'язання задачі оптимізації режимів електричних мереж в умовах реального часу за умови часткової інформаційної невизначеності.*

*В статье описано один из подходов к формированию эквивалентов в процессе решения задачи оптимизации режимов электрических сетей в условиях реального времени с учетом частичной информационной неопределенности.*

**Актуальність і постановка задачі.** На сучасному етапі розвитку електроенергетичних систем (ЕЕС) поряд з оновленням силового обладнання електричних станцій та електричних мереж впроваджуються нові прогресивні інформаційні та комп'ютерні технології. Впровадження таких технологій, в кінцевому варіанті, сприяє підвищенню ефективності функціонування ЕЕС загалом та структур, зокрема.

Одним із критеріїв ефективності функціонування ЕЕС та енергопостачальних компаній (ЕПК) є зниження рівня технологічних витрат електроенергії (ТВЕ) у їхніх електричних мережах. Досягнення цієї мети може бути здійснено в результаті розв'язання задачі оперативної оптимізації режимів електричних мереж.

**Аналіз останніх досліджень та публікацій.** Впровадження нових прогресивних інформацій-

них та комп'ютерних технологій у сферу керування режимами ЕЕС і ЕПК формує нове бачення стосовно подальшого створення нових та розвитку існуючих підходів до розв'язання оптимізаційних задач та відповідного прикладного програмного забезпечення. На нашу думку, таке бачення полягає в наступному:

— доцільно повноцінно використовувати вже створені та апробовані методи оптимізації режимів електричних мереж [5, 9, 19] з адаптацією їх до сучасних ринкових умов [16, 23];

— необхідно створювати нові більш ефективні підходи до оптимізаційних математичних моделей, які враховують територіальний фактор формування ЕЕС [2, 6];

— враховувати можливості сучасних інформаційних технологій, тобто необхідно розробляти нові методи та методики оперативної оптимізації ре-

© Данилюк О.В., Козовий А.Б., Швець М.М., Мельник І.Р., 2009



логічне забезпечення обліку електричної енергії в Україні". — К.: АВЕГА. — 2007. — С. 164 — 172.

5. Стодний Б.С., Танкевич Є.М., Яковлева І.В. Вплив розбіжностей метрологічних характеристик фазних вимірювальних трансформаторів і параметрів їх вторинних кіл на точність вимірювання параметрів режиму електромережі // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". — 2008. — Ч. 5. — С. 3 — 8.

6. Стодний Б.С., Яковлева І.В., Танкевич Є.М. Вплив структури і метрологічних характеристик компонентів трифазного вимірювального каналу потужності на математичну модель його похибки // Енергетика та електрифікація. — 2007. — №8. — С. 25 — 29.

7. Танкевич Є.М., Яковлева І.В. Вплив фазової складової похибок компонентів вимірювальних комплексів на точність

вимірювання потужності і обліку електричної енергії // Енергетика та електрифікація. — 2001. — № 6. — С. 15 — 20.

8. Деклараційний патент України на винахід № 63600. Спосіб корекції похибки вимірювального комплексу електроенергії і пристрій для його здійснення / Березанський М.П., Гішайло В.О., Нагорний П.Д. та інші. // БИ. — 2004. — № 1.

9. Кількість електричної енергії та електрична потужність. Типова методика виконання вимірювань МВУ 031/08-2007. — К.: ГРІФРЕ, 2007. — 97 с.

10. Концепція побудови автоматизованих систем учета електроенергії в умовах енергоринка / Утверждено приказом Миннацвэнерго, НКРЕ, Держкоменергозбереження, Госстандарта, Держбуду, Держпромполітики от 17 апреля 2000 г. N 32/28/28/276/75/54.

Надійшло 20.01.09

УДК 621.311.1

О.В.ДАНИЛЮК, докт.техн.наук, А.Б.КОЗОВИЙ (Нац. ун-т "Львівська політехніка", Львів),  
М.М.ШВЕЦЬ (ТзОВ "Інтехенерго", Львів), І.Р.МЕЛЬНИК (Нац. ун-т "Львівська політехніка", Львів)

## Нейроматематичне еквівалентування нетелемеханізованих фрагментів для задач оперативної оптимізації режимів електричних мереж

*В статті описано один із підходів до формування еквівалентів у процесі розв'язання задачі оптимізації режимів електричних мереж в умовах реального часу за умови часткової інформаційної невизначеності.*

*В статті описано один із підходів до формування еквівалентів в процесі рішення задачі оптимізації режимів електричних мереж в умовах реального часу з урахуванням часткової інформаційної невизначеності.*

**Актуальність і постановка задачі.** На сучасному етапі розвитку електроенергетичних систем (ЕЕС) поряд з оновленням силового обладнання електричних станцій та електричних мереж впроваджуються нові прогресивні інформаційні та комп'ютерні технології. Впровадження таких технологій, в кішцевому варіанті, сприяє підвищенню ефективності функціонування ЕЕС загалом та структур, зокрема.

Одним із критеріїв ефективності функціонування ЕЕС та енергопостачальних компаній (ЕПК) є зниження рівня технологічних витрат електроенергії (ТВЕ) у їхніх електричних мережах. Досягнення цієї мети може бути здійснено в результаті розв'язання задачі оперативної оптимізації режимів електричних мереж.

**Аналіз останніх досліджень та публікацій.** Впровадження нових прогресивних інформацій-

них та комп'ютерних технологій у сферу керування режимами ЕЕС і ЕПК формує нове бачення стосовно подальшого створення нових та розвитку існуючих підходів до розв'язання оптимізаційних задач та відповідного прикладного програмного забезпечення. На нашу думку, таке бачення полягає в наступному:

— доцільно повнітційно використовувати вже створені та апробовані методи оптимізації режимів електричних мереж [5, 9, 19] з адаптацією їх до сучасних ринкових умов [16, 23];

— необхідно створювати нові більш ефективні підходи до оптимізаційних математичних моделей, які враховують територіальний фактор формування ЕЕС [2, 6];

— враховувати можливості сучасних інформаційних технологій, тобто необхідно розробляти нові методи та методики оперативної оптимізації ре-

© Данилюк О.В., Козовий А.Б., Швець М.М., Мельник І.Р., 2009



жимів [1,3,4,24];

— враховувати той реальний факт, що не всі підстанції електричних мереж оснащено засобами телеметрії, задача оптимізації режимів електричних мереж зводиться до області розв'язання задач за умов невизначеності (не повної або часткової визначеності), що також вимагає створення нових підходів, методів та методик [3, 4, 24];

— доцільно створювати і оснащувати автоматизовані системи оперативно-диспетчерського керування елементами штучного інтелекту [7,17,18,22].

Доцільність врахування вищенаведених тверджень підкріплюється закордонними публікаціями [8,25—27].

**Ціль статті.** Історично склалося так, що основну увагу стосовно інформатизації приділялося електричним мережам 220—750 кВ. Що стосується електричних мереж 110 кВ і нижче, то в них оснащення підстанцій пристроями телеметрії здійснювалося за залишковим принципом і лише за умов наявності спеціалістів-ентузіастів.

Внаслідок цього склалася ситуація, коли електричні мережі за ознаками їхньої інформатизації умовно поділилися на фрагменти електричних мереж, оглядні засобами телеметрії (оглядні електричні мережі — OEM), і фрагменти електричних мереж, неоглядні засобами телеметрії (неоглядні електричні мережі — НЕМ).

Очевидно, що під час оперативно-диспетчерського керування режимами має місце прагнення в досягненні якомога суттєвішого економічного ефекту. Зміст його полягає у забезпеченні неперервного електропостачання споживачів за умов мінімізації технологічних витрат електричної енергії на пересилання, розподіл та електропостачання, що відповідає задачі оптимізації режимів електричних мереж в реальному часі з врахуванням фактору часткової інформаційної невизначеності, а саме:

— оптимізація повинна здійснюватися в процесі ведення режиму електричної мережі з врахуванням реальної конфігурації схеми ("оперативна оптимізація"), де як вхідна інформація використовуються результати розв'язання задачі оцінювання стану, що відтворюють усталений режим для певного моменту часу, який є стартовим для пошуку оптимального рішення;

— оптимізація повинна здійснюватися на основі системного підходу з врахуванням зміни та взаємного впливу OEM і НЕМ, бо "відкидання" (невраховання) НЕМ є некоректним з точки зору аналізу усталених режимів і може привести до неправильних результатів (особливо, якщо НЕМ представляє собою замкнену або складнозамкнену мережу і живиться від двох або більше шин підстанцій OEM);

— результатами розв'язання задачі оптимізації за критерієм мінімуму технологічних витрат електричної енергії є бажані значення коефіцієнтів трансформації трансформаторів та автотрансформаторів (у випадку наявності замкнених фрагмен-

тів електричних мереж) і оптимальні значення реактивної потужності джерел реактивної потужності;

— за цими значеннями коефіцієнтів трансформації і реактивної потужності, з врахуванням прогнозу зміни навантаження споживачів електроенергії вибираються відгалуження пристроїв регулювання під навантаженням та склад (або уставки регуляторів) компенсаторів реактивної потужності.

Однею з основних проблем під час реалізації вищенаведеного є усунення інформаційної невизначеності стосовно частково телемеханізованих електричних мереж. Саме цій задачі присвячується дана стаття, де НЕМ запропоновано представляти за допомогою нейроматематичних режимних еквівалентів.

З метою визначення місця застосування нейроматематичних режимних еквівалентів в загальному алгоритмі оперативно-диспетчерського керування режимами наведемо сам алгоритм.

1. Попередньо для повної схеми електричної мережі виділяються всі НЕМ.

2. Формується архітектура нейронних мереж, за допомогою яких представлятимуться ці НЕМ. Тут беремо до уваги загальну кількість вузлів примикання НЕМ до OEM і враховуємо можливість їх втрати внаслідок комутацій, проведених диспетчером (виникнення аварійних ситуацій не розглядається, тому що у випадку аварії задача оптимізації режимів втрачає свою актуальність).

3. Формується структура множини входів (значення модулів напруг вузлів умовного стику OEM і НЕМ, активна та реактивна потужності, що втікають в НЕМ з боку OEM) і структура множини виходів (значення поздовжніх активних та реактивних опорів променів еквівалента, значення поперечних активної та реактивної провідності в центрі еквівалента, значення сумарного активного та реактивного навантаження всіх споживачів НЕМ, зосередженого в центрі еквівалента).

4. Для всіх НЕМ на основі математичної моделі режимного еквівалентування [13] здійснюється навчання нейронних мереж в повному технологічно допустимому діапазоні існування режимів (ТДДІР) (від режиму неробочого ходу до режиму перевантаження елементів електричної мережі зі сторони живлення НЕМ), які називатимемо нейроматематичними режимними еквівалентами (НМРЕ).

5. За результатами навчання формується "База даних", де зберігаються дані про архітектуру нейронних мереж кожного з НМРЕ (кількість шарів, кількість нейронів в кожному з шарів, кількість входів і виходів, наявність латеральних зв'язків) та їхні функціональні параметри (вагові коефіцієнти, коефіцієнти та розмірності функцій активації).

6. За даними телеметрії, які надходять з підстанцій, що є вузлами примикання НМРЕ, здійснюється пошук в "Базі даних" відповідних нейронних мереж та їхніх параметрів, за допомогою яких продукуються відповідні виходи (дані телеметрії є

входами).

7. Ці значення з продуктованих виходів виступають як значення параметрів режимного еквівалента для режиму електричної мережі в момент зчитування даних телеметрії.

8. Формується спільна розрахункова схема електричної мережі шляхом приєднання НМРЕ усіх НЕМ до розрахункової схеми OEM.

9. В процесі неперервного функціонування ЕЕС з наперед визначеною дискретністю часу виконання п.п. 6–8 продовжується.

Так як задачі оцінювання стану, аналізу та оптимізації режимів електричних мереж є добре вивченими [1–6,8,9,16–20,23,25–27], то ми не будемо зупинятися на їхньому вирішенні, а приділимо більше уваги саме формуванню та функціонуванню НМРЕ.

**Загальна характеристика методу режимного еквівалентування.** Метод режимного еквівалентування (РЕ) [13] був запропонований ще у 1990 р. і успішно застосовувався лише для обробки режимних замірів, плануванні режимів та підготовки ремонтних схем в електричних мережах 35–110 кВ ЕПК ВАТ "Львівобленерго" (колишньому Львівському підприємстві електричних мереж), де схеми живильних електричних мереж 220–330 кВ і схеми мереж електропостачання 6–10 кВ саме представлялися за допомогою РЕ. На той час дослідження, проведені на кафедрі електричних систем і мереж Національного університету "Львівська політехніка" (колишній Львівський політехнічний інститут), показали, що максимальна відносна похибка ТВЕ, яка мала місце у випадку відключення найбільш завантаженої лінії в схемі електричної мережі, представленої РЕ, не перевищувала 10% для РЕ-330 кВ та 5% — для РЕ-110 кВ [14].

З метою зменшення цих похибок, нами здійснено модифікацію побудови РЕ. Алгоритм побудови модифікованого режимного еквівалента наведено нижче.

1. Фрагмент електричної мережі (НЕМ), який підлягає еквівалентуванню, представляється у вигляді багатопроменевої зірки, де кількість променів РЕ (рис. 1) визначається кількістю вузлів примикання даного фрагменту до схеми електричної мережі, яка не еквівалентується (ОЕМ).

2. Поздовжні параметри променів РЕ — це значення активних  $r=(r_1, \dots, r_n, \dots, r_N)$  та реактивних  $x=(x_1, \dots, x_n, \dots, x_N)$  опорів (рис. 1), за допомогою яких здійснюється моделювання змінних втрат активної потужності у фрагменті електричної мережі, що підлягає еквівалентуванню.

3. У запропонованому модифікованому режимному еквіваленті (РЕ-М), на відміну від РЕ [13], в промені еквівалента введено ідеальні трансформатори, що дозволяє здійснювати еквівалентування фрагментів електричних мереж з вузлами примикання різних класів номінальних напруг.

4. У вузлах примикання РЕ-М для підвищення

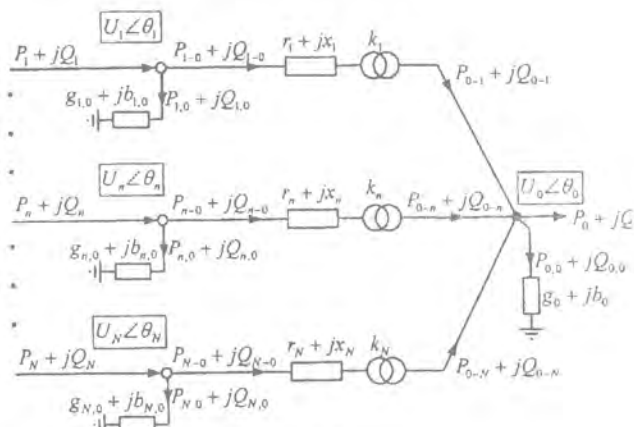


Рис. 1

точності еквівалентування введено поперечні провідності променів еквівалента

$$g_{n,0} + jb_{n,0} = 0,5 \sum_{i \in n} (g_{i,0} + jb_{i,0}) + \sum_{j \in n} (g_{j,0} + jb_{j,0}), \quad n = \overline{1, N}, \quad (1)$$

де  $(g_{i,0} + jb_{i,0})$  — поперечні провідності П-схем заміщення ліній і  $(g_{j,0} + jb_{j,0})$  — поперечні провідності Г-схем трансформаторів, що відходять від вузла примикання  $n$ .

5. В центрі РЕ-М також введено значення сумарних активної та реактивної потужностей навантаження  $P_0 + jQ_0$  усіх споживачів ( $M$ ) фрагмента електричної мережі, яка підлягає еквівалентуванню

$$P_0 + jQ_0 = \sum_{m=1}^M (P_m + jQ_m). \quad (2)$$

6. У залежності від режимів навантаження цих споживачів, центр РЕ-М характеризується напругою  $U_0 < \theta_0</math>, де клас номінальної напруги під час формування структури еквівалента вибирається з умови$

$$(U_{0 \text{ ном}} = U_{n_{\min} \text{ ном}}; n_{\min} = \arg \min_{i=1}^N U_{i \text{ ном}}) \rightarrow k_{n_{\min}} = 1 \quad (3)$$

7. Значення коефіцієнтів трансформації для всіх інших ідеальних трансформаторів променів РЕ-М визначають як

$$k_n = U_{n \text{ ном}} / U_{0 \text{ ном}}, \quad n = \overline{1, N}. \quad (4)$$

8. Крім цього, в центрі РЕ введено поперечну провідність  $(g_{0,0} + jb_{0,0})$ , за допомогою якої моделюються умовно постійні втрати активної та реактивної потужностей  $(P_{0,0} + jQ_{0,0})$  у поперечних елементах фрагмента електричної мережі, що підлягає еквівалентуванню, тобто у поперечних провідностях П-схем заміщення ліній і Г-схем заміщення трансформаторів, а також схем заміщення компонен-



саторів реактивної потужності, але за виключенням тих провідностей, які відходять від вузла примикання

$$P_{0,0} + jQ_{0,0} = \sum_{l \in \text{HEM}} (P_{l,0} + jQ_{l,0}), \quad (5)$$

де  $P_{l,0}, jQ_{l,0}$  — відповідно втрати активної та реактивної потужності у поперечних елементах  $l$ -ої вітки, яка належить до фрагмента електричної мережі, що підлягає еквівалентуванню;

$$g_{0,0} + jb_{0,0} = \frac{P_{0,0}}{U_0^2} - j \frac{Q_{0,0}}{U_0^2}; \quad (6)$$

$U_0$  — значення модуля напруги в центрі РЕ-М.

**Математична модель режимного еквівалентування.** Призначенням математичної моделі є визначення параметрів РЕ-М ( $r, x, U_0, \theta_0$ ) в ТДДР. Для цього математичну модель РЕ-М формуюмо на основі метода вузлових напруг у формі балансу потужностей для вузлів схеми [20]

$$\left\{ \dots f_n(r_n, x_n, U_0, \theta_0) = P_n - P_{n,0}(U_n) - \right. \\ \left. - P_{n-0}(U_n, \theta_n, r_n, x_n, U_0, \theta_0) = 0, \dots \right\}_T; \\ \left\{ \dots f_{N+n}(r_n, x_n, U_0, \theta_0) = Q_n - Q_{n,0}(U_n) - \right. \\ \left. - Q_{n-0}(U_n, \theta_n, r_n, x_n, U_0, \theta_0) = 0, \dots \right\}_T; \\ f_{2N+1}(r, x, U_0, \theta_0) = P_0 + P_{0,0} - \\ - \sum_{n=1}^N P_{0-n}(U_n, \theta_n, r_n, x_n, U_0, \theta_0) = 0; \quad (7)$$

$$f_{2N+2}(r, x, U_0, \theta_0) = Q_0 + Q_{0,0} - \\ - \sum_{n=1}^N Q_{0-n}(U_n, \theta_n, r_n, x_n, U_0, \theta_0) = 0,$$

де перні  $N$  рівнянь записано у формі балансу активної потужності для вузлів примикання РЕ-М;  $P_n$  — значення активної потужності, яка надходить до  $n$ -го вузла примикання РЕ-М;  $P_{n,0}(U_n) = U_n^2 g_{n,0}$  — значення активної потужності, яка споживається поперечною провідністю  $n$ -го променя РЕ-М;  $P_{n-0}(U_n, \theta_n, r_n, x_n, U_0, \theta_0)$  — розрахункове значення активної потужності  $n$ -го променя РЕ-М зі сторони вузла примикання; другі  $N$  рівнянь записано у формі балансу реактивної потужності для вузлів примикання РЕ-М;  $Q_n$  — значення реактивної потужності, яка підходить до  $n$ -го вузла примикання РЕ-М;  $Q_{n,0}(U_n) = -U_n^2 b_{n,0}$  — значення реактивної потужності, яка споживається поперечною про-

відністю  $n$ -го променя РЕ-М;  $Q_{n-0}(U_n, \theta_n, r_n, x_n, U_0, \theta_0)$  — розрахункові значення реактивної потужності  $n$ -го променя РЕ-М зі сторони вузла примикання;  $(2N+1)$ -е та  $(2N+2)$ -е рівняння записано у формі балансів активної та реактивної потужностей у центрі РЕ-М;  $P_{0-n}(U_n, \theta_n, r_n, x_n, U_0, \theta_0)$ ,  $Q_{0-n}(U_n, \theta_n, r_n, x_n, U_0, \theta_0)$  — розрахункові значення активної та реактивної потужностей  $n$ -го променя РЕ-М зі сторони його центра.

Визначення параметрів РЕ-М ( $r, x, U_0, \theta_0$ ) здійснюється шляхом розв'язання нелінійної системи рівнянь (7) методом Ньютона [20]. А поперечна провідність в центрі РЕ-М визначається за (6). Всі інші параметри РЕ-М визначаємо за формулами (1–5).

**Оперативне еквівалентування для розв'язання задачі оперативної оптимізації режимів електричних мереж.** У процесі практичного розв'язання задачі оперативної оптимізації режимів електричних мереж, де вхідною інформацією є телевиміри, виникає необхідність здійснювати еквівалентування нетелемеханізованих фрагментів для кожного зрізу телевимірів. Забезпечити це шляхом формування режимних еквівалентів (визначення параметрів режимного еквівалента ( $r, x, U_0, \theta_0$ )) для кожного зрізу у відповідності з (7) є неможливим, тому що до складу телевимірів не входять значення кутів напруг вузлів примикання режимного еквівалента  $\theta_n, n = \overline{1, N}$ .

Виходячи з вищесказаного, пропонується застосувати метод нейроматематичного моделювання [12], зміст якого полягає в застосуванні як інструментарію для параметрів режимного еквівалента ( $r, x, U_0, \theta_0$ ) наперед навчених за допомогою математичної моделі (в нашому випадку (7)) нейронних мереж з функціональним синтезом додаткових входів [15]. Такі структури називатимемо нейроматематичними режимними еквівалентами (НМРЕ).

Для формування НМРЕ застосовуємо нейронні мережі, що сформовані на основі нейропарадигми "функціонал на множині табличних функцій" [10], для якої основною перевагою алгоритму її навчання є неітераційний алгоритм, в основі якого лежить метод ортогоналізації в просторі векторів — реалізацій досліджуваного процесу (запропонований та розроблений проф. Р.О.Ткаченком).

Вперше ідею нейроматематичного еквівалентування було запропоновано авторами в [24] і було реалізовано як експлуатаційно-дослідний програмний модуль в середовищі оперативного інформаційно-керуючого комплексу (ОІКК) "ЗОДІАК" [11] для оперативного еквівалентування неоглядного засобами телеметрії фрагменту електричної мережі "Львівського енерговузла" ВАТ "Львівобленерго". Оперативне еквівалентування здійснювалося за допомогою НМРЕ на основі однієї нейронної мережі без функціонального синтезу додат-



кових входів, де як виходи використовувалися значення всіх параметрів режимного еквівалента  $(r, x, U_0, \theta_0)$ .

В процесі оперативної оптимізації електричної мережі "Львівського енерговузла" для деяких режимів мала місце похибка стосовно втрат активної потужності, значення якої було співвимірним із втратами активної потужності в одному трансформаторі.

Нами було запропоновано здійснювати формування НМРЕ за допомогою двох нейронних мереж з функціональним синтезом додаткових входів [15], де виходами першої нейронної мережі є параметри центра РЕ-М, а другої — параметри променів, що відповідають технологічній структурі втрат активної потужності (умовно-постійні та змінні).

Проведені дослідження показали, що формування НМРЕ на основі двох нейронних мереж (НМ-1 і НМ-2) з функціональним синтезом додаткових входів (рис. 2) дозволило значно підвищити адекватність і знизити похибки моделювання. Нейронні мережі НМ-1 і НМ-2 функціонують за каскадним принципом — виходи НМ-1 виступають як частинні входи НМ-2. У випадку застосування однієї нейронної мережі в 36% досліджуваних режимах похибка еквівалентування НЕМ 10-35 кВ знаходилася в діапазоні 1—5%, а у випадку каскадного принципу цих же НЕМ вона не перевищувала 1%.

Входами НМ-1 є безпосередньо дані телеметрії  $\bar{X}$ , які надходять з підстанцій примикання НЕМ до OEM на концентратор інформації оперативних інформаційно-керуючих комплексів відповідних електроенергетичних структур. Переважно такими даними є модулі напруг  $\{\bar{U}_n\}$  вузлів примикання, активні  $\{\bar{P}_n\}$  та реактивні  $\{\bar{Q}_n\}$  потужності, які течуть в напрямку променів РЕ

$$\bar{X} = \langle (\bar{U}_1, \bar{P}_1, \bar{Q}_1), \dots, (\bar{U}_n, \bar{P}_n, \bar{Q}_n), \dots, (\bar{U}_N, \bar{P}_N, \bar{Q}_N) \rangle. \quad (8)$$

Однією з основних засад підвищення точності

функціонування нейронних мереж є забезпечення наявності якомога більшої кількості входів [15] за умови, що ці входи не є зайвими, тобто вони повинні бути взаємно пов'язаними з виходами у відповідності до відтвореного реального технологічного процесу. В [15] запропоновано для таких випадків застосовувати нейронні мережі з функціональним синтезом додаткових входів, тобто додаткові входи  $X_{\oplus}$  повинні відповідати реальним фізичним процесам, в нашому випадку, процесам, які описуються згідно з законами електротехніки

$$\bar{X} \xrightarrow{F(\bar{X})} X_{\oplus}; \quad I_n = \left( \bar{P}_n^2 + \bar{Q}_n^2 \right)^{1/2} (\sqrt{3} \bar{U}_n)^{-1/2}, \quad n = \overline{1, N},$$

де  $F(\bar{X})$  — оператор функціонального синтезатора додаткових входів;  $\{I_n\}$  — значення розрахункових струмів, які падають в РЕ зі сторони OEM і утворюють множину додаткових входів

$$X_{\oplus} = \langle I_1, \dots, I_n, \dots, I_N \rangle. \quad (9)$$

На вхід НМ-1 подається множина, яка утворена підмножинами параметрів режиму (8) і синтезованими значеннями струмів (9), а на виході цієї нейронної мережі отримуємо сукупність поперечних параметрів центра НМРЕ  $\bar{X}_1$

$$X_{\text{НМ-1}} = \langle \bar{X} \& X_{\oplus} \rangle \xrightarrow{\text{НМ-1}} \bar{X}_1 = \langle \bar{g}_{0,0}, \bar{b}_{0,0}, \bar{P}_0, \bar{Q}_0 \rangle, \quad (10)$$

Після цього, на вхід НМ-2 подається множина, яка утворена підмножинами параметрів режиму (8) і синтезованими значеннями струмів (9), а також вже зпродуковані за допомогою НМ-1 поперечні параметри центра НМРЕ (10). На виході цієї

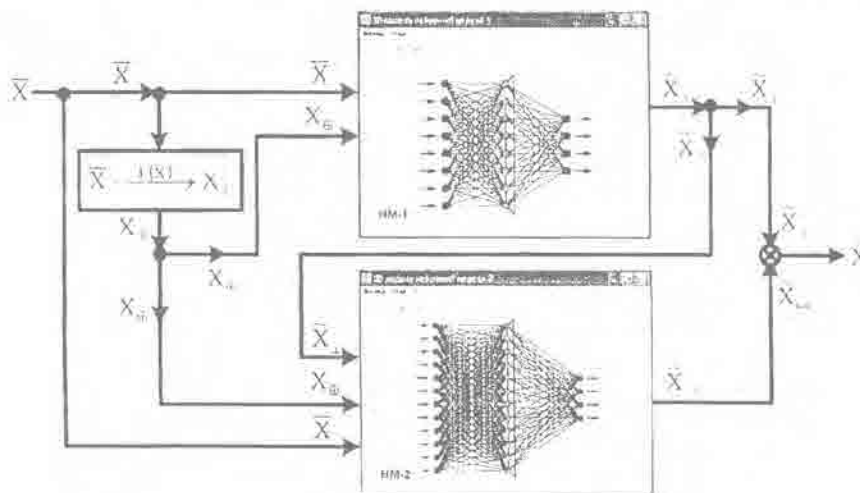


Рис. 2

нейронної мережі отримуємо множину поздовжніх параметрів променів НМРЕ

$$\begin{aligned} X_{\text{НМ-1}} = (\bar{X} \& X_{\oplus} \& \bar{X}_L) \rightarrow X_{\text{НМ-2}} \xrightarrow{\text{НМ-2}} \bar{X}_{\rightarrow} = \\ = \langle (\tilde{r}_1, \tilde{x}_1), \dots, (\tilde{r}_n, \tilde{x}_n), \dots, (\tilde{r}_N, \tilde{x}_N) \rangle. \end{aligned} \quad (11)$$

В результаті отримуємо повну множину значень параметрів нейроматематичного режимного еквівалента

$$\begin{aligned} \bar{X}_{\text{НМРЕ}} = (\bar{X}_{\rightarrow} \& \bar{X}_L) = \\ = \langle (r_1, x_1), \dots, (r_n, x_n), \dots, (r_N, x_N), g_{0,0}, b_{0,0}, P_0, Q_0 \rangle. \end{aligned}$$

У випадку, якщо в схемі електричної мережі декілька фрагментів НЕМ, то процедуру формування НМРЕ потрібно здійснити для кожного з них. Після цього схема електричної мережі модифікується шляхом заміни НЕМ цими НМРЕ, і здійснюється оптимізація режиму повної електричної мережі.

**Навчання нейронної мережі за допомогою математичних моделей.** Для навчання нейронних мереж необхідно сформуванати навчальну вибірку. В нашому випадку навчальна вибірка формується за допомогою двох математичних моделей:

— математичної моделі аналізу ustalених режимів електричних мереж [20], де для повної схеми в межах ТДДР здійснюється серія розрахунків потякорозподілу в електричній мережі;

— для цих розрахунків за допомогою математичної моделі режимного еквівалентування для всіх НЕМ здійснюється визначення параметрів схеми і режиму РЕ-М;

— на основі цих даних формуються навчальні вибірки

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\text{НМ-1}} = \\ = \left\| \begin{array}{c|c} \text{Входи НМ-1} & \text{Виходи НМ-1} \\ \hline \langle \dots, \langle U_n, P_n, Q_n, I_n \rangle, \dots \rangle_1 & \langle g_{0,0}, b_{0,0}, P_0, Q_0 \rangle_1 \\ \dots & \dots \\ \langle \dots, \langle U_n, P_n, Q_n, I_n \rangle, \dots \rangle_h & \langle g_{0,0}, b_{0,0}, P_0, Q_0 \rangle_h \end{array} \right\|; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\text{НМ-2}} = \\ = \left\| \begin{array}{c|c} \text{Входи НМ-1} & \\ \hline \langle \langle \dots, \langle U_n, P_n, Q_n, I_n \rangle, \dots \rangle_1 & \langle g_{0,0}, b_{0,0}, P_0, Q_0 \rangle_1 \\ \dots & \dots \\ \langle \langle \dots, \langle U_n, P_n, Q_n, I_n \rangle, \dots \rangle_h & \langle g_{0,0}, b_{0,0}, P_0, Q_0 \rangle_h \end{array} \right\| \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Виходи НМ-2} \\ \left\| \begin{array}{c} \langle \dots, \langle r_n, x_n \rangle, \dots \rangle_1 \\ \dots \\ \langle \dots, \langle r_n, x_n \rangle, \dots \rangle_h \end{array} \right\|, \end{aligned}$$

де  $h$  — кількість навчальних пар.

**Приклад комп'ютерного експеримента.** Для електричної мережі 35-110 кВ північної частини ЕПК ВАТ "Львівобленерго" було проведено біля сотні науково-експлуатаційних досліджень, де як вхідні дані виступали реальні значення зрізів телеметрії, які падалили на концентратор інформації ОІКК "ЗОДІАК" та ретроспективної інформації про реальні режими.

В одному з цих досліджень об'єм розрахункової схеми усієї електричної мережі складав 834 вузли і 1070 віток, до складу НМРЕ належить 72 вузли і 94 вітки, тобто розрахункова схема електричної мережі з НМРЕ містить 763 вузли і 980 віток.

Результати досліджень за допомогою комплексу АРЕМ [21] показали, що втрати активної потужності в електричній мережі практично не змінилися, а лише перерозподілилися між мережами. Для нашого випадку перерозподіл втрат активної потужності ( $\Delta$ ) в мережах 110 і 35 кВ відповідно  $\Delta_{110} = +0,647$  МВт і  $\Delta_{35} = -0,646$  МВт. А це свідчить про адекватність режимного еквівалентування для задач оптимізації режимів електричних мереж за критерієм мінімуму втрат активної потужності.

Зауважимо, що під час досліджень враховувалися також електричні мережі 220—330 кВ Західної електроенергетичної системи, від яких живляться електричні мережі ЕПК ВАТ "Львівобленерго".

**Висновки.** 1. Розв'язання задачі оперативної оптимізації режимів електричної мережі повинно здійснюватися на основі системного підходу з врахуванням реальних змін конфігурації схеми і параметрів режиму, відповідно, в оглядних та неоглядних засобах телеметрії фрагментів електричних мереж, а також їхніх взаємних впливів.

2. В процесі оперативно-диспетчерського керування режимами електричних мереж під час розв'язання задач аналізу та оптимізації ustalених режимів на основі даних телеметрії необхідно забезпечити дотримання принципу "спільності", тобто, не можна "схемно відкидати" (не враховувати) неоглядні засобах телеметрії фрагменти електричних мереж, тому що це може призвести до неточних і навіть до неадекватних результатів.

3. Результати проведених науково-експлуатаційних досліджень дозволяють стверджувати про прийнятну ступінь адекватності оперативної оптимізації режимів електричних мереж, де неоглядні фрагменти представляються у вигляді нейроматематичних режимних еквівалентів, сформованих за каскадним принципом на основі двох нейронних мереж з функціональним синтезом додаткових входів, для яких визначення параметрів здійс-



нюється на основі даних телеметрії.

1. Авраменко В.М., Прихно В.Л., Черненко П.О. Програмні засоби для автоматизації оперативного диспетчерського керування енергосистем // Інформаційні технології в комп'ютерна інженерія. — 2005. — №3. — С. 21—26.

2. Буткевич А.Ф. Принципи автоматизації оперативно-диспетчерського управління територіально-розподіленими електроенергетическими об'єктами / Сб. Автоматизація і релейна захиста в енергосистемах. — Киев: Ін-т електродинаміки НАН України, 1998. — С. 45 — 50.

3. Буткевич А.Ф. Про один з аспектів постановки задачі оцінювання стану електричних мереж за умов недовідності інформації // Техн. електродинаміка. — 1998. — № 2. С. 60 — 66.

4. Буткевич А.Ф., Данилюк А.В. Оцінювання состояння територіально-розподілених електроенергетических об'єктів в умовах неполноти оперативної інформації // Техн. електродинаміка. Спец. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". — 2004. — Ч. 7. — С. 20 — 30.

5. Буткевич А.Ф., Кириленко А.В., Левитський В.Г. Методи кодирования при моделюванні та оптимізації режимів ЕЭС // Техн. електродинаміка. — 1992. — № 6. — С. 74 — 80.

6. Буткевич А.Ф., Рыбина О.Б. Оптимізаційні задачі диспетчерського управління територіально-розподіленими електроенергетическими об'єктами і синтез ередств їх рішення // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". — 2000. — Ч. 3. — С. 99 — 103.

7. Буткевич О.Ф., Павловський В.В. Штучний інтелект та гібридні системи у розв'язанні задач електроенергетики: поточний стан та тенденції // Праці ІЕД НАНУ. — 2003. — № 1(4). — С. 109 — 117.

8. Галм А.З., Голуб И.И. Наблюдаемость электроэнергетических систем. — М.: Наука, 1990. — 220 с.

9. Горинштейн В.М., Мирошниченко Б.П., Понамарев А.В. и др. Методы оптимізації режимів енергосистем / Под ред. Горинштейна В.М. — М.: Энергія, 1981. — 336 с.

10. Гришук В.В., Ткаченко О.Р. Штучна нейронна мережа з швидкою визначенням розпізнавання образів. Заявка на патент № 98105621 від 26.10.98.

11. Данилюк А.В., Дьяченко С.В., Швец М.М. "ЗОЦІАК" — задачі оперативного диспетчерського інформаційно-аналітичного комплексу для електричних мереж енергопостачуючих компаній і електроенергетических систем / VIII міжн. виставка та конф. "Управління підприємством 2005". 6-9 грудня 2005. — Мьжн. виставк. центр. Київ, Броварський проспект, 16.

12. Данилюк О. Теоретичні засади нейро-математичного моделювання // Тези доповідей 3-ї Мьжн. наук.-техн. конф. "Математичне моделювання в електротехніці, електроніці та електроенергетиці". — Львів. — 1999. — С. 69 — 77.

13. Данилюк А.В., Журавовський А.В., Комаров В.И., Лысяк Г.Н. Метод режимного еквівалентирования // Техн. електродинаміка. — 1990. — №6. — С. 100 — 105.

14. Данилюк А.В., Лысяк Г.Н., Комаров В.И., Журавовський А.В. Применение режимных эквивалентов для управления энергооборужением в электрических системах // Тез. докладов Всесоюзной науч.-техн. конф. 1-3 октября 1991. — Ч. 2. — Киев. — 1991. — С. 36 — 37.

15. Данилюк О.В., Балюк Н.В., Юрчак І., Матвішин В.В. Моделювання на основі штучних нейронних мереж з

функціональним синтезом додаткових входів // Вісник Нац. ун-ту "Львівська політехніка" Комп'ютерна інженерія та інформаційні технології. — 2002. — №450. — С. 126 — 132.

16. Данилюк О.В., Козовий А.Б., Дьяченко С.В. Застосування математичних та нейро-математичних моделей для аналізу технологічних витрат електроенергії та оптимізації режимів електричних мереж // Новітні енергетик. Зниження втрат електроенергії в мережах, заходи по покращенню роботи зі споживачами. — 2002. — № 7. — С. 51 — 52.

17. Данилюк О.В., Козовий А.Б., Швец М.М., Дурняк Б.І. Математична модель для систем підтримки прийняття рішення стосовно динамічної оптимізації режимів електричних мереж // Вісник Нац. ун-ту "Львівська політехніка" "Електроенергетичні та електромеханічні системи" — 2007. — № 597. — С. 20 — 26.

18. Кириленко О.В., Буткевич О.Ф., Левитський В.Г., Рыбина О.Б. Особливості побудови систем технологічної підтримки оперативного персоналу електроенергетических систем та електричних мереж // Техн. електродинаміка. — 2003. — № 4. — С. 54 — 61.

19. Кузнецов В.Е., Тугай Ю.И., Баженов В.А. Оптимізаційні режимов електрических сетей. — К.: Наукова думка, 1992. — 216 с.

20. Лысяк Г.Н., Стрляни В.И., Данилюк А.В. Математическое моделирование установившихся режимов электрических систем переменного-постоянного тока. — К.: УМК, 1990. — 104 с.

21. Свідчення про реєстрацію авторського права на твір №13579 від 04.07.2005. Комп'ютерна програма "АРЕМ — аналіз режимів електричних мереж" ("АРЕМ") / О.В. Данилюк, Ю.В. Опотяк, А.Б. Козовий, С.В. Дьяченко.

22. Стогий Б.С., Буткевич А.Ф., Кириленко А.В., Левитський В.Г. Методологические вопросы построения эквивалентно-расчетных систем для оперативного управления энергосистемами // Автоматизация и релейная защита в энергосистемах. — К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 1995. — С. 3 — 16.

23. Стогий Б.С., Павловський В.В. Определение транзитных потерь мощности в фрагментированных электрических сетях областных энергопоставляющих компаний // ЭНУ. ГЕНЕРАЦИЯ — Рынок электроэнергии. — 2004. — №5. — С. 1 — 11.

24. Danylyuk O.V., Kozovyy A.B., Shvets M.M., Mirkevych Ya.D. Neuro-mathematical model of electric networks' equivalenting in problems of operative mode optimization of power supply companies // XIII Intern. Symp. on Theoretical Electrical Engineering. ISTET'05. — Lviv. — 2005. — P. 137 — 139.

25. Games F. V. et al. A New Distribution System Reconfiguration Approach Using Optimum Power Flow and Sensitivity Analysis for Loss Reduction // IEEE Trans. on Power Systems. — 2006. — Vol. 21(4).

26. Hür, D. Park, J., Balho Kim H. On the Convergence Rate Improvement of Mathematical Decomposition Technique on Distributed Optimal Power Flow // Electric Power and Energy Systems. — 2003. — № 25. — Pp. 31 — 39.

27. Lo C.H., Chung C.Y., Nguyen D.H.M., Wong K.P. A Parallel Evolutionary Programming Based Optimal Power Flow Algorithm and its Implementation // In: Proc. of Intern. Conf. on Machine Learning and Cybernetics. — August, 2004. — Vol. 4. — Pp. 26 — 29.

Надійшла 26.12.08



П.Д.АНДРИЕНКО, доктор техн. наук, С.Л.БЕЗУПЬЛЫЙ, В.В.ЗЕМЛЯНСКИЙ, В.С.КРАЖАН, А.И.ЧЕПКУНОВ, канд. техн. наук (ОАО Украинский НИИ силовой электроники "Преобразователь", Запорожье)

## Результаты опытно-промышленной эксплуатации высоковольтного преобразователя частоты на аммиакопроводе "Тольятти-Одесса"

*В результате опытно-промышленной эксплуатации на одной из насосных станций аммиакопровода "Тольятти-Одесса" высоковольтного преобразователя частоты для асинхронного электропривода, разработанного и изготовленного ОАО НИИ "Преобразователь", достигнута экономия электроэнергии на 20–50%. Показана возможность увеличения производительности трубопровода на 30–40% и срока службы основного оборудования трубопровода.*

*У результаті дослідно-промислової експлуатації на одній з насосних станцій амміакопроводу "Тольятти-Одеса" висковольтного перетворювача частоти для асинхронного електропривода, який розроблено і виготовлено в НДІ "Перетворювач", досягнуто економію електроенергії на 20–50%. Показано можливість збільшення продуктивності трубопроводу на 30–40% і термін служби основного обладнання трубопроводу.*

Как правило, в большинстве технологических систем энергетики, промышленности, коммунальной сферы установлены электродвигатели из расчета максимальной производительности оборудования, в то время как максимальная производительность достигается всего в 10–35% общего времени его работы. В результате электродвигатели, которые работают с постоянной скоростью вращения (перегуливаемый электропривод), потребляют значительно, до 50%, больше электроэнергии, чем это нужно для обеспечения оптимального технологического процесса. При этом ежегодно теряются миллиарды киловатт-часов электроэнергии. До недавнего времени эти потери или не замечали, или мирились с ними. Сегодня стало возможным их значительно уменьшить.

Наиболее эффективным в этом плане является применение регулируемого электропривода на переменном токе с использованием высоковольтных преобразователей частоты.

В ОАО НИИ "Преобразователь" разработан и проверен в эксплуатации преобразователь частоты для высоковольтного асинхронного электропривода переменного тока. Преобразователь создан на основе современных силовых полупроводниковых приборов — тиристоров, диодов, запираемых тиристоров (ГТО, IGCT), IGBT — транзисторов.

В 2007 г. высоковольтный преобразователь частоты (ВПЧ) на ток 200 А напряжением 6 кВ с бестрансформаторным подключением к сети и электродвигателем введен в опытно-промышленную эксплуатацию на одной из насосных станций (НС-11) Магистрального аммиакопровода "Тольятти-Одесса". Структурная схема электропривода насоса показана на рис. 1, где: ВПЧ — высоковольтный преобразователь частоты; ТР — токоограничивающий реактор; В — управляемый выпрямитель на

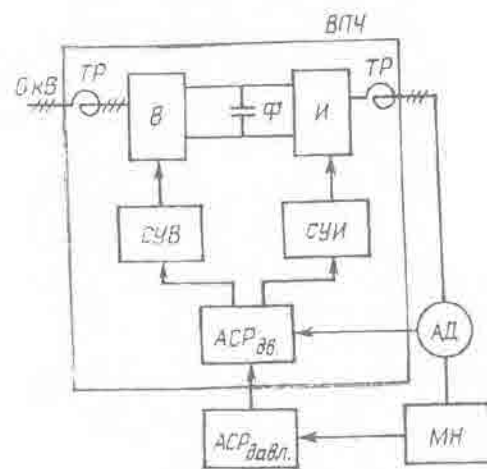


Рис. 1

тиристорах; Ф — фильтр звена постоянного тока; И — инвертор с широтно-импульсным регулированием на IGCT-тиристорах; АД — асинхронный электродвигатель 6 кВ, 143 А; СУВ — система управления выпрямителем; СУИ — система управления инвертором; АСР<sub>ДВ</sub> — автоматическая система регулирования электродвигателя; АСР<sub>ДАВЛ</sub> — автоматическая система регулирования технологического параметра (давление в аммиакопроводе); МН — магистральный насос.

В результате контролируемого периода опытно-промышленной эксплуатации — непрерывной работы в течение 675-ти часов в различных режимах перекачки аммиака (от минимальной производительности — 160 т/ч до максимальной — 355 т/ч) получено снижение потребления электроэнергии соответственно от 50% до 20% по сравнению с обычно эксплуатируемым нерегулируемым электроприводом.

Кроме прямой экономии электроэнергии получен ряд других положительных эффектов, характерных для всех видов трубопроводов и насосов.

На рис. 2 показана регистрируемая работа магистрального насоса при производительности аммиакопровода  $Q = 280$  т/час., полученная на самопишущем приборе насосной станции. Это один из наиболее характерных режимов. Как видно из регистрируемой работы, в течение времени около суток зафиксировано два пуска насоса с питанием приводного электродвигателя через ВПЧ (включение в 14 час.) и напрямую от сети (включение в 9 час. следующего дня). При этом регулирование технологических параметров (расход, давление на входе и выходе насосной станции) осуществлялось соответственно путем изменения скорости вращения электродвигателя и дросселированием.

Анализ процессов, зафиксированных на регистрируемой работе, позволяет сделать следующие выводы.

Пуск насоса при питании от ВПЧ осуществляется плавно, давление на выходе и на входе насосной станции и объем прокачки изменяются постепенно, в отличие от прямого пуска, при котором имеет место динамическое воздействие на трубопровод (см. кривые давления и объема прокачки).

Дополнительные динамические нагрузки на трубопровод и насос при регулировании дросселированием возникают не только при пуске, но и в процессе регулирования (кривые расхода и давления шероховатые, в отличие от достаточно плавных кривых при регулировании от ВПЧ) и вызывают дополнительные потери и неблагоприятно сказываются на работе всего оборудования. При работе от ВПЧ за счет плавности и точности поддержания заданного давления путем изменения частоты вращения электродвигателя это явление исключено.

Потребляемый ток при работе от ВПЧ в два раза меньше, чем при работе напрямую от сети, что свидетельствует о почти 50% экономии электроэнергии.

Кроме этого, отмечено существенное увеличение срока службы торцевых уплотнений насоса, которые после 18—20-ти прямых пусков требуют замены. Количество пусков через ВПЧ превысило 100 и замены торцевых уплотнений не потребовалось.

Еще один отмеченный положительный эффект заключается в снижении температуры перекачиваемого аммиака на 2—3 °С, которое объясняется отсутствием дросселирования, т.е. уменьшением потерь на дроссельной заслонке и меньшей скоростью вращения магистрального насоса. Снижение температуры аммиака приводит к увеличению его плотности, т.е. веса, что при одном и том же объеме прокачки равнозначно увеличению производительности насосной станции, а в случае оснащения регулируемым электроприводом всех насосных станций — и аммиакопровода в целом.

Исключение дросселирования за счет применения регулируемого электропривода позволило жестко заставить стабилизировать регулируемые технологические параметры (входное или выходное давление) и тем самым расширить диапазон безопасной работы аммиакопровода на данном участке на 3—4 кг/см<sup>2</sup>, что также можно рассматривать как некое увеличение максимальной производительности.

Также отметим следующее. При регулировании технологических параметров трубопровода или насосной установки с помощью дросселирования для обеспечения нужного диапазона регулирования средней процент открытия дроссельной заслонки составляет примерно 60—70, что равнозначно уменьшению сечения трубопровода соответственно на 40—30%, и соответствующему снижению производительности системы. Применение регулируемого электропривода позволяет не использовать для целей регулирования дроссельные заслонки, установив их в полностью открытое состояние, тем самым как бы увеличить сечение трубопровода и соответственно увеличить его производительность на 30—40%. При этом перепад дав-

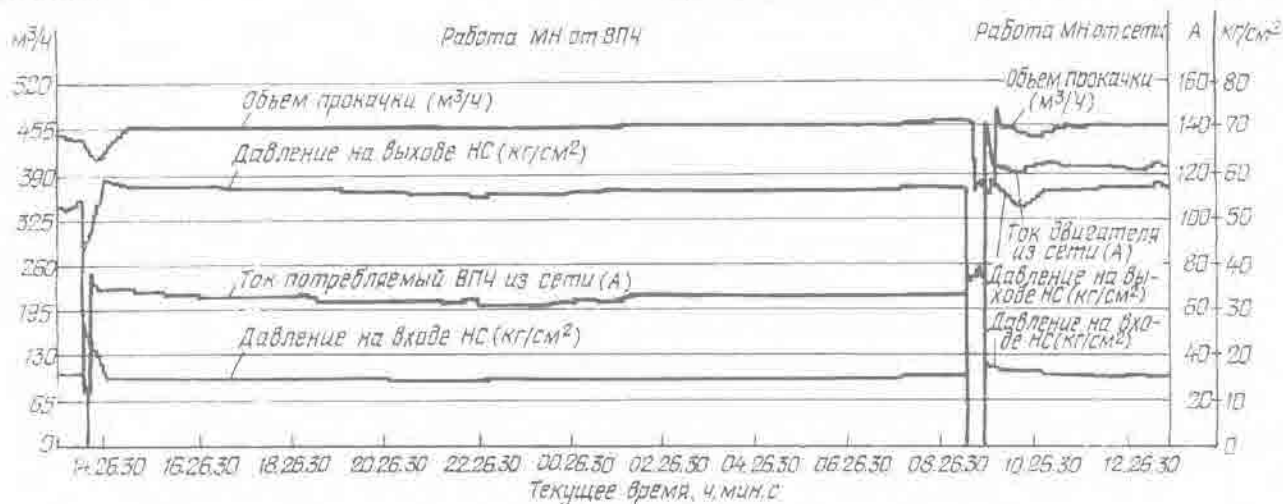


Рис. 2



лений вдоль трубопровода также должен уменьшиться. Однако, такого эффекта можно достичь только в случае оснащения всех насосных станций регулируемым электроприводом.

В процессе опытно-промышленной эксплуатации отработаны алгоритмы управления, схемотехнические и конструктивные решения высоковольтного преобразователя частоты. Этому способствовала предварительно выполненная ОАО НИИ "Преобразователь" по заданию Министерства промышленности Украины научно-исследовательская и опытно-конструкторская работа (Отчет по НИОКР "Разработка микропроцессорной системы и алгоритмов управления энергосберегающим высоковольтным преобразователем частоты и регулируемым электроприводом общепромышленного назначения". Исполнители: Андриенко П.Д., Ченкунов А.И., Кражан В.С., Землянский В. В., Ченкунов Р.А., Мельников А.П. и др., Запорожье, 2007г. № госрегистрации 0106008347. Инв. № 33П2252). Выполненная работа позволяет в кратчайшие сроки разработать и поставить ВПЧ практически любой мощности от 0,4 до 2,5 МВт для конкретных применений и, в частности, для регулируемого асинхронного высоковольтного электропривода насосов, компрессоров, вентиляторов и т.п.

На рис. 3 показана расчетная зависимость годовой экономии электроэнергии  $\mathcal{E}$  в МВт часах от потока аммиака  $Q$  в  $\text{м}^3/\text{час}$  при использовании регулируемого электропривода магистрального насоса.

Упрощенная оценка эффективности капитальных вложений на внедрение регулируемого электропривода с использованием ВПЧ показала, что

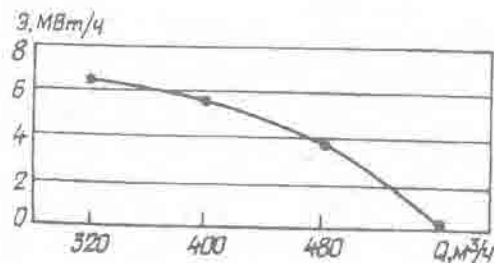


Рис. 3

срок окупаемости внедрения ВПЧ на одной станции перекачки находится в пределах 0,5–2,5 года. При использовании ВПЧ на нескольких станциях эффект будет интегральным.

Таким образом, внедрение высоковольтного преобразователя частоты на аммиакопроводе позволяет получить существенный экономический эффект: уменьшается расход электроэнергии; увеличивается производительность трубопровода за счет полного открытия дроссельных заслонок, снижения температуры аммиака, возможности увеличения рабочего давления в трубопроводе при уменьшении скачков давления; увеличивается срок службы оборудования за счет снижения динамических нагрузок при пуске и работе насоса. Сравнимый экономический эффект можно получить при внедрении высоковольтных преобразователей частоты для регулирования скорости высоковольтных электродвигателей и других насосных установок, в частности, в системах водоснабжения.

Надійшла 11.11.2008

УДК 621.313

А.П.КАРЛОВ, И.П.КОНДРАТЕНКО, докт.техн.наук, А.П.РАЩЕПКИН, докт.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев)

### Расчет электромагнитного поля в цилиндрическом кристаллизаторе многообмоточного электромагнитного перемешивателя жидкого металла

*Проведено аналіз розподілу магнітних полів в кристаллизаторі машини неперервного лиття заготовок в залежності від токової навантаження електромагнітного перемішувача.*

*Проведено опис розподілу магнітних полів у кристаллизаторі машини безперервного лиття заготовок в залежності від струмового навантаження електромагнітного перемішувача.*

Развитие металлургической отрасли требует совершенствования и модернизации технологических процессов производства металла. Для этих целей в мировой практике на металлургических предприятиях используются машины непрерывного литья заготовок (МНЛЗ). Этот метод разлива стали является на сегодняшний день одним из самых перспективных. Он позволяет проводить разливку практически непрерывно, благодаря чему снижаются затраты на дополнительный нагрев и обработку, уменьшается количество отходов металла, требуется меньше обслуживающего персонала. Также появляется возможность автоматизировать процесс литья, снизить время обработки металла, уменьшить количество вспомогательных сооружений и т.д. Эти преимущества существенно облегчают процесс производства стальных заготовок. Поэтому практически все производство стали за границей переведено на МНЛЗ, в Украине же новые технологии используются еще недостаточно.

Поиск новых технологических решений по совершенствованию металлургических процессов производства стали направлен на повышение производительности МНЛЗ, уменьшение энергоемкости производства и улучшения качества металла [19]. В последнее время большое внимание уделяется разработке электромагнитных устройств воздействия на расплавленный металл с целью повышения его качества [11,14]. К перспективным устройствам такого типа относится электромагнитный перемешиватель. Использование перемешивателя жидкого металла в кристаллизаторе МНЛЗ позволяет увеличить зону равноосных кристаллов,

уменьшить центральную пористость слитка, уменьшить центральную ликвацию, увеличить скорость литья, и тем самым, увеличить производительность установки [9]. Их применение на Белорусском металлургическом заводе позволило повысить производительность в 1,5—1,75 раза [8]. На сегодняшний день существует большое разнообразие перемешивателей жидкого металла, которые в зависимости от назначения размещаются: в зоне кристаллизатора, в зоне вторичного охлаждения, в зоне окончательного затвердения [10,14]. Также перемешиватели жидкого металла различаются по виду размещения: внешние, которые устанавливают за корпусом кристаллизатора, и внутренние, которые устанавливаются в кристаллизаторе между корпусом и обечайкой [10].

В качестве перемешивателей используются статоры асинхронных машин обычного исполнения и явнополюсные [3]. Перемешиватели должны обеспечивать вращательное движение расплавленного металла со скоростями от 0,25 до 1 м/с [20].

При разливе стали в кристаллизатор в процессе перемешивания возникают флуктуации мениска, что приводит к затягиванию флюса в слиток, к возникновению поверхностных дефектов, к ускоренному износу разливочного стакана [5,12]. Для устранения флуктуации и стабилизации мениска применяются конструктивные исполнения перемешивателей: с двумя и более установленными последовательно индукторами, у которых направление и скорости вращения поля различны [15], многочастотные [1,17,18] и двухобмоточные [6,16].

© Карлов А.П., Кондратенко И.П., Ращепкин А.П., 2009.



Проведение экспериментальных исследований на модели двухобмоточного перемешивателя подтвердили эффект успокоения мениска, но при этом образуется застойная зона металла в осевой зоне слитка. Для интенсификации процесса теплопереноса из осевой зоны слитка, стабилизации мениска и повышения производительности МНЛЗ в этой статье предложена многообмоточный перемешиватель жидкого металла. Он представляет собой статор асинхронной машины, в пазы которой уложены три обмотки, что схематически показано на рис. 1.

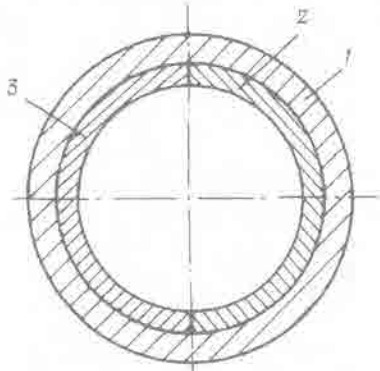


Рис. 1

Здесь 1 — двухполюсная обмотка обычного исполнения, 2 и 3 — дугостаторные обмотки.

В данной статье приведен анализ электромагнитного поля в перемешивателе для произвольного в общем случае исполнения обмоток и распределения токовой нагрузки.

Точный расчет поля в области жидкого металла перемешивателя достаточно сложен, так как требует решения уравнений магнитной гидродинамики. Сечение литой заготовки стали имеет зачастую прямоугольную форму, что создает серьезные затруднения в расчетах и требует использования численных методов анализа, которые, кроме того, могут быть использованы лишь при разработке конкретно заданного исполнения перемешивателя. Поэтому в данной статье для установления функциональных зависимостей мы ограничимся исследованием электромагнитных процессов в цилиндрическом кристаллизаторе. На рис. 2 показано модельное представление перемешивателя жидкого металла.

Здесь 1 — ферромагнитное ярмо перемешивателя жидкого металла, 2 — воздушный зазор, 3 — гильза кристаллизатора, 4 — жидкий металл, 5 — токовый слой.

Электромагнитное поле в перемешивателе жидкого металла описывается системой уравнений Максвелла

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{j}, \quad \text{div } \mathbf{B} = 0, \quad \text{rot } \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t, \quad \text{div } \mathbf{j} = 0$$

и материальными уравнениями

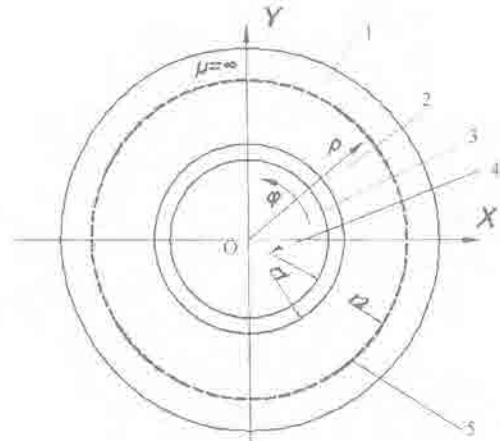


Рис. 2

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}, \quad \mathbf{j} = \sigma [\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}], \quad (1)$$

где  $\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{E}$ ,  $\mathbf{j}$  — векторы электромагнитного поля,  $\mathbf{v}$  — скорость движения среды,  $\sigma$  и  $\mu$  — ее электропроводность и магнитная проницаемость.

При решении системы уравнений (1) предполагается, что  $\mu$ ,  $\sigma$  постоянные для каждой области и существует только  $z$ -составляющая плотности тока. Тогда система (1) для векторного магнитного потенциала  $\mathbf{A}$  ( $\mathbf{B} = \text{rot } \mathbf{A}$ ) с использованием Кулоновской калибровки  $\text{div } \mathbf{A} = 0$  сводится к уравнению вида

$$\Delta \mathbf{A} = \sigma \mu (\partial \mathbf{A} / \partial t) - \sigma \mu (\mathbf{v} \times \text{rot } \mathbf{A}). \quad (2)$$

Так как ток в обмотках перемешивателя предполагается гармоническим, то и векторный магнитный потенциал изменяется во времени по гармоническому закону ( $\mathbf{A} = \dot{\mathbf{A}}_m e^{i\omega t}$ ), тогда уравнение (2) для комплексных амплитуд векторного магнитного потенциала преобразуется к виду:

$$\Delta \dot{\mathbf{A}}_m = \sigma \mu i \omega \dot{\mathbf{A}}_m - \sigma \mu (\mathbf{v} \times \text{rot } \dot{\mathbf{A}}_m). \quad (3)$$

Уравнение (3) будем решать в цилиндрической системе координат. Для решения этого уравнения предположим, что машина имеет бесконечную длину по оси  $z$ . Это предположение подразумевает под собой, что  $\partial / \partial z = 0$  и  $A_\varphi = 0$ ,  $A_r = 0$ . Тогда (3) для  $z$ -составляющей векторного магнитного потенциала сводится к уравнению вида

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial A_z}{\partial \rho} + \frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \varphi^2} - i \mu \sigma \omega A_z + \sigma \mu \left( v_\varphi \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_z}{\partial \varphi} + v_\rho \frac{\partial A_z}{\partial \rho} \right) = 0, \quad (4)$$

где  $v_\varphi$ ,  $v_\rho$  отличны от нуля лишь в области жидкого металла, индекс  $m$  и обозначение комплексного значения амплитуды векторного магнитного потенциала здесь и в дальнейшем опускаем. Но в до-

пушении, что скорость вращения магнитного поля намного превышает скорость движения жидкого металла и что индуцированное магнитное поле токами, обусловленными движением металла в магнитном поле, оказывается незначительным, можно в (4) предположить, что скорость движения металла в кристаллизаторе равна нулю ( $v_\varphi = v_\rho = 0$ ), как это допускается в [13].

Вследствие независимости коэффициентов уравнения от координаты  $\varphi$  в результате введенных допущений к уравнению (4) для  $z$ -составляющей векторного магнитного потенциала может быть применено дискретное преобразование Фурье по переменной  $\varphi$  [7].

Обозначая прямое интегральное преобразование через

$$A = \tilde{A}_z = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} A_z e^{in\varphi} d\varphi, \quad (5)$$

где  $A$  — преобразованное значение векторного магнитного потенциала  $A_z$ ,  $n$  — параметр интегрального преобразования Фурье.

Тогда уравнение (4) с учетом (5) принимает вид

$$\rho^2 \frac{\partial^2 A}{\partial \rho^2} + \rho \frac{\partial A}{\partial \rho} - (n^2 + i\mu\sigma\rho^2\omega)A = 0. \quad (6)$$

Занищем отдельно решения уравнения (6) в общем виде для каждой области. Так, для воздушной области при  $r_2 > \rho > r_1$  (рис. 2) с учетом, что  $\sigma = 0$ , решение уравнения (6) примет вид:

$$A_1 = C_4 \rho^n + C_5 \rho^{-n}. \quad (7)$$

Для гильзы кристаллизатора при  $r_1 > \rho > r$  (рис. 2) решение уравнения (6) имеет вид:

$$A_2 = C_2 I_n(a\rho) + C_3 K_n(a\rho), \quad (8)$$

где  $a = (i\mu_m \sigma_m \omega)^{0.5}$ ,  $\mu_m$  — магнитная проницаемость гильзы кристаллизатора,  $\sigma_m$  — электрическая проводимость гильзы кристаллизатора.

Для жидкого металла при  $\rho < r$  (рис. 2) с учетом граничного условия  $A|_{\rho=0} < \infty$  решение уравнения (6) примет вид:

$$A_3 = C_0 I_n(a_1 \rho), \quad (9)$$

где  $a_1 = (i\mu_c \sigma_c \omega)^{0.5}$ ,  $\mu_c$  — магнитная проницаемость жидкого металла,  $\sigma_c$  — электрическая проводимость жидкого металла.

Для нахождения неизвестных коэффициентов приведенных решений для преобразованных значений  $z$ -составляющей векторного магнитного потенциала в рассматриваемых областях будем по-

лагать, что рабочая область ограничена ферромагнитной областью, магнитная проницаемость которой равна бесконечности и сосредоточенная на поверхности гладкого статора  $r_2$  токовая нагрузка перемешивателя известна.

Используя граничное условие при  $\rho = r_2$   $\partial A / \partial \rho = -B_\varphi$ , где  $B_\varphi = -A_n \mu_0$  [4], освободимся, полагая  $B_\varphi$  известной, от одной постоянной интегрирования в решении (7)

$$A_1 = -\frac{B_\varphi}{n} \frac{\rho^n}{r_2^{n-1}} + \frac{C_5}{r_2^{2n}} \rho^n \left( 1 + \frac{r_2^{2n}}{\rho^{2n}} \right). \quad (10)$$

Здесь азимутальная составляющая индукции  $B_\varphi$  и токовая нагрузка  $A_n$  полагаются преобразованными по формуле (5). На границе раздела сред  $\rho = r_1$  из условия равенства тангенциальных составляющих напряженности магнитного поля  $H_{\varphi 1} = H_{\varphi 2}$  и нормальных составляющих индукции  $B_{\rho 1} = B_{\rho 2}$  граничные уравнения примут вид

$$A_1 = A_2, \quad \frac{\partial A_1}{\partial \rho} = \frac{\partial A_2}{\partial \rho}. \quad (11)$$

После подстановки в (11) решений (8) и (10) приходим к системе уравнений

$$\begin{aligned} C_2 I_n(ar_1) + C_3 K_n(ar_1) &= -\frac{B_\varphi}{n} \frac{r_1^n}{r_2^{n-1}} + \frac{C_5}{r_1^n} \left( 1 + \frac{r_1^{2n}}{r_2^{2n}} \right), \\ C_2 I_n'(ar_1) + C_3 K_n'(ar_1) &= -B_\varphi \frac{r_1^{n-1}}{r_2^{n-1}} - \frac{C_5 n}{r_1^{n+1}} \left( 1 - \frac{r_1^{2n}}{r_2^{2n}} \right), \end{aligned} \quad (12)$$

где через  $f'(\rho)$  обозначена производная  $df/d\rho$ .

Умножим первое равенство системы (12) на  $\frac{n}{r_1} \left( 1 - \frac{r_1^{2n}}{r_2^{2n}} \right)$ , а второе на  $\left( 1 + \frac{r_1^{2n}}{r_2^{2n}} \right)$  и, складывая их, установим связь между постоянными интегрирования решения (8)

$$C_2 b + C_3 d = -2B_\varphi \frac{r_1^{n-1}}{r_2^{n-1}}, \quad (13)$$

Здесь введены обозначения

$$\begin{aligned} b &= \frac{n}{r_1} \left( 1 - \frac{r_1^{2n}}{r_2^{2n}} \right) I_n(ar_1) + \left( 1 + \frac{r_1^{2n}}{r_2^{2n}} \right) I_n'(ar_1), \\ d &= \frac{n}{r_1} \left( 1 - \frac{r_1^{2n}}{r_2^{2n}} \right) K_n(ar_1) + \left( 1 + \frac{r_1^{2n}}{r_2^{2n}} \right) K_n'(ar_1). \end{aligned}$$

Выразив из равенства (13)  $C_2$  через  $C_3$



$$C_2 = -2B_\varphi \frac{r_1^{n-1}}{r_2^{n-1}} \frac{1}{b} - C_3 \frac{d}{b}, \quad (14)$$

после подстановки её в (8) с использованием условий сопряжения, полученных подобно (11)

$A_3 = A_2$ ,  $\frac{\partial A_3}{\partial \rho} = \frac{\partial A_2}{\partial \rho}$  на границе раздела жидкого металла и гильзы кристаллизатора  $\rho = r$  приходим к системе уравнений

$$C_0 I_n(a_1 r) = -2B_\varphi \frac{r_1^{n-1} I_n(ar)}{r_2^{n-1} b} + C_3 \left( K_n(ar) - \frac{d}{b} I_n(br) \right), \quad (15)$$

$$C_0 I'_n(a_1 r) = -2B_\varphi \frac{r_1^{n-1} I'_n(ar)}{r_2^{n-1} b} + C_3 \left( K'_n(ar) - \frac{d}{b} I'_n(br) \right).$$

Освобождаясь в системе уравнений (15) от постоянной интегрирования  $C_3$ , после выполнения операции дифференцирования по  $\rho$  функций Бесселя с учетом значения Вронскиана Бесселевых функций [2] окончательно находим

$$C_0 = -2B_\varphi \frac{r_1^{n-1}}{r_2^{n-1}} \frac{1}{\left[ I'_n(a_1 r) O - I_n(a_1 r) l \right]}. \quad (16)$$

Здесь для сокращения записи введены обозначения

$$o = bK_n(ar) - dI_n(ar), \quad (17)$$

$$l = bK'_n(ar) - dI'_n(ar).$$

Обозначая через  $A(r)$  значения векторного магнитного потенциала в жидком металле при  $\rho = r$  по (9), из первого уравнения системы (15) определим  $C_3$

$$C_3 = \frac{A(r)b}{o} + 2B_\varphi \frac{r_1^{n-1}}{r_2^{n-1}} \frac{I_n(ar)}{o}. \quad (18)$$

При известной  $C_3$  из соотношения (13) определяется  $C_2$ , которая после несложных математических преобразований примет вид

$$C_2 = -\frac{A(r)d}{o} - 2B_\varphi \frac{r_1^{n-1}}{r_2^{n-1}} \frac{K_n(ar)}{o}. \quad (19)$$

Полагая  $C_2$  и  $C_3$  известными, из системы (12) определяем  $C_5$

$$C_5 = \frac{B_\varphi r_2^{2n}}{n r_2^{n-1}} + \frac{r_2^{2n}}{2n r_1^{n-1}} \left[ C_2 \left( \frac{n}{r_1} I_n(ar_1) + I'_n(ar_1) \right) + \right.$$

$$\left. + C_3 \left( \frac{n}{r_1} K_n(ar_1) + K'_n(ar_1) \right) \right]. \quad (20)$$

Обратное преобразование Фурье дает возможность найти векторный магнитный потенциал

$$A_{zj} = \sum_{-\infty}^{+\infty} A_j e^{-in\varphi + i\omega t}, \quad (21)$$

где  $j=1, 2, 3$  – порядковый номер среды ( $1$  – воздух,  $2$  – гильза кристаллизатора,  $3$  – жидкий металл).

Тогда составляющие индукции  $B_{\rho 3}$ ,  $B_{\varphi 3}$  в жидком металле принимают вид

$$B_{\rho 3} = \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_{z3}}{\partial \rho} = \frac{-i}{\rho} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} n A_3 e^{-in\varphi + i\omega t}, \quad (22)$$

$$B_{\varphi 3} = -\frac{\partial A_{z3}}{\partial \rho} = -\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\partial A_3}{\partial \rho} e^{-in\varphi + i\omega t}. \quad (23)$$

Плотность тока в жидком металле определяется из последнего уравнения системы (1) с учетом равенств (22), (23) и  $E = -i\omega A_{z3}$

$$\begin{aligned} j_{z3} &= \sigma \left[ -i\omega A_{z3} - v_\varphi B_\rho - v_\rho B_\varphi \right] = \\ &= -\frac{\sigma i}{\rho} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left( \omega \rho - n v_\varphi \right) A_3 e^{-in\varphi + i\omega t} + \\ &+ \sigma v_\rho \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\partial A_3}{\partial \rho} e^{-in\varphi + i\omega t}. \end{aligned} \quad (24)$$

Плотность тока в гильзе кристаллизатора определяется аналогично (24) с учетом  $v_\varphi = v_\rho = 0$  и принимает вид

$$j_{z2} = \sigma \left[ -i\omega A_{z2} \right] = -\sigma i \omega \sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_2 e^{-in\varphi + i\omega t}. \quad (25)$$

**Выводы.** Получено в электродинамическом приближении аналитическое выражение для распределения магнитного поля и плотности тока в цилиндрическом кристаллизаторе многообмоточного электромагнитного перемешивателя жидкого металла в зависимости от величины и характера распределения токовой нагрузки.

При известном конструктивном исполнении обмоток электромагнитного перемешивателя и заданных величинах фазных токов на основе выведенных соотношений представляется возможность определить распределение электродинамических усилий в жидком металле и рассчитать энерги-

1. Волков И.В., Кондратенко И.П., Ращепкин А.П. Магнитогидродинамические процессы в кристаллизаторах непрерывного литья с перемешивателями двухчастотного питания // Техн. электродинамика. — 2001. — №6. — С. 11—15.

2. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и производных. — М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1962. — 1100 с.

3. Грачев В.Г., Шифрин И.Н., Сивак Б.А., Кузмина Л.И., Солодовник Ф.С. Электромагнитное перемешивание на сортовых, блоковых и стальных МНЛЗ // Сталь. — 2002. — №11. — С. 24—26.

4. Ионкин П.А. и др. Теоретические основы электротехники. Т.2. — М.: Высшая школа. 1976. — 385 с.

5. Колесниченко А.А. Новые системы электромагнитного перемешивания для непрерывной разливки стали // Металлургия черной и цветной промышленности. — 2004. — №8. — С. 161—168.

6. Кондратенко И.П., Ращепкин А.П. Двухмоточный электромагнитный перемешиватель для кристаллизаторов непрерывного литья // Техн. электродинамика. — 2002. — №2. — С. 59—63.

7. Кошляков И.С., Глинер Э.Б., Смирнов М.М. Уравнения в частных производных математической физики. — М.: Высшая школа, 1970. — 712 с.

8. Маточкин В.А. Новые технические решения и этапы реконструкции МНЛЗ-3 на Белорусском металлургическом заводе // Сталь. — 2002. — №10. — С. 26—28.

9. Шахов С.И., Шифрин И.Н., Грачев В.Г., Солодовник Ф.С., Кутаков А.В. Влияние электромагнитного перемешивания на качество непрерывнолитого металла // Черная металлургия. — 2001. — №10. — С. 26—30.

10. Шифрин И.Н., Грачев В.Г., Плантуев В.И., Мазанов С.Н., Зенин В.С. Применение электромагнитного перемешивания в технологии непрерывной разливки стали // Сталь. — 2005. — №1. — С. 17—20.

11. Ayala K., Fujimoto T. Control of teeming rate of steel by

rotary type electromagnetic stirrer // ISIJ International. — 1989. — Vol. 29. — №12. — Pp. 1069—1075.

12. Beitelman L., Mulcahy L.A. Flow control in the meniscus of continuous casting mold with an auxiliary A.C. magnetic field // International Symposium on Electromagnetic Processing of Materials. — Nagoya. — ISIJ. — 1994. — Pp. 235—241.

13. Fujisaki K., Sawada K., Ueyama T., Okazawa K., Tōh T., Takuchi E. Fundamental electromagnetic characteristics of in-mold electromagnetic stirring in continuous casting // International Symposium on Electromagnetic Processing of Materials. — Nagoya. — ISIJ. — 1994. — Pp. 272—277.

14. Garnier M. Electromagnetic processing of liquid materials in Europe // ISIJ International. — 1990. — Vol. 30. — № 1. — Pp. 1—7.

15. Hirayama R., Fujisaki K. Dual In-Mold Electromagnetic Stirring in Continuous Casting // IEEE Transactions on magnetics. — 2004. — Vol. 40. — № 4. — Pp. 2095—2097.

16. Pesteanu O., Schwerdtfeger K. Electromagnetic stirring with adjustable force density // ISIJ International. — 2001. — Vol. 41. — № 1. — Pp. 98—99.

17. Spitzer K., Reiter G., Schwerdtfeger K. Multi-frequency electromagnetic stirring of liquid metals // ISIJ International. — 1996. — Vol. 36. — № 5. — Pp. 487—492.

18. Spitzer K., Reiter G., Schwerdtfeger K. Volume force design in liquid metals by multifrequency electromagnetic stirring // International Symposium on Electromagnetic Processing of Materials. — Nagoya. — ISIJ. — 1994. — Pp. 178—183.

19. Tallback G. R., Lavers J. D., Fellow, IEEE, Erraki A., and Beitelman L. S. Influence of Model Parameters on 3-D Turbulent Flow in an Electromagnetic Stirring System for Continuous Billet Casting // IEEE Transactions on magnetics. — 2004. — Vol. 40. — № 2. — Pp. 597—600.

20. Yamamoto H., Kondo H., Matsumura C., Mori K., Kaneda Y., Hasegawa T., Terada O. Technological improvements on small section casting using a round billet caster at NKK-Keihin works // Proceedings of The Sixth International Iron and Steel Congress. — Nagoya. — Japan. — ISIJ. — 1990. — Pp. 478—486.

Надійшла 19.11.2008



УДК 577.15

А.Д.ВАСИЛЕНКО, канд.техн.наук, В.Г.МЕЛЬНИК, канд.техн.наук, А.И.НОВИК, докт.техн.наук, М.П.РУБАНЧУК  
(Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев)**Стабилизация чувствительности дифференциальных кондуктометрических биосенсорных преобразователей***Предложены компенсационно-мостовые измерительные цепи с уравновешиванием по амплитуде выходного сигнала, в которых удается получить прямой отсчет приращения активной проводимости при последовательной схеме замещения импеданса дифференциального сенсора.**Запропоновано компенсаційно-мостові вимірні кола із зрівноваженням за амплітудою вихідного сигналу, в яких можна одержати прямий відлік приросту активної провідності при послідовній схемі заміщення імпеданса диференційного сенсора.*

Кондуктометрические методы измерений достаточно широко используются при исследованиях состава растворов в силу простоты аппаратуры и способов ее применения. Высокоточные измерения обычно осуществляются с помощью четырехэлектродных измерительных ячеек, которые обеспечивают инвариантность результатов к электрохимическим процессам на их электродах [6].

Для измерений, где не требуется особо высокая точность, например, при биохимических исследованиях, используются ячейки с датчиком в виде пары двухэлектродных кондуктометрических преобразователей (чувствительных элементов) со встречно-гребенчатой топологией, включенных в мостовую цепь переменного тока для реализации дифференциального метода измерения [1]. В таком устройстве (биосенсоре) производится избирательное воздействие аналита на рабочий чувствительный элемент дифференциальной пары. Вторым чувствительным элементом служит для сравнения и называется референсным. В результате указанного воздействия изменяется выходной сигнал частично уравновешенного моста. Информативной величиной этого сигнала обычно является изменение той составляющей его вектора, которая синфазна с питающим мост напряжением. Такой способ позволяет взаимно скомпенсировать влияние многих дестабилизирующих факторов и получить при измерении более высокую чувствительность.

Выполненные исследования [2,3] показали, что в первом приближении электрическая модель гребенчатого кондуктометрического преобразова-

теля может быть представлена в виде двух последовательно соединенных элементов — резистора и конденсатора. Первый из них определяется, в основном, измеряемой проводимостью раствора, а второй — емкостью двойного слоя на поверхности электродов. Эта емкость является неинформативным параметром, который, однако, существенно влияет на характеристику преобразования измерительной цепи сильно зависит от соотношения активной и реактивной составляющих импеданса кондуктометрических преобразователей, причем последняя связана с материалом датчика, концентрацией раствора, рабочей частотой и другими факторами [2,3,7]. Это не позволяет гарантировать стабильность метрологических характеристик измерительной системы.

В ходе исследований была рассмотрена природа данного явления и предложены способы стабилизации коэффициента преобразования измерительного канала. Суть одного из них состоит в компенсации падений напряжений на емкостных составляющих кондуктометрических преобразователей с помощью регулировки модуля и фазы подаваемых на них напряжений [4]. Однако, при последующих исследованиях выяснилось, что с помощью предложенных в работе [4] цепей коэффициент преобразования, а соответственно и чувствительность стабилизируются не полностью, поскольку остается некоторая, хотя и меньшая, чем ранее, зависимость фазы  $\Delta I$  от  $\text{tg}\varphi$ :

$$\Delta \dot{I}_x = \dot{U}_x \Delta G (1 - j \operatorname{tg} \rho)^{-1}.$$

Другим решением проблемы стабилизации чувствительности моста может быть переход к использованию в качестве информативного параметра модуля сигнала неравновесия. Определение величины приращения этого параметра возможно как методом прямого преобразования выходного сигнала моста, так и методом экстремального уравнивания последнего. В данной работе предложены компенсационно-мостовые измерительные цепи с уравниванием по амплитуде выходного сигнала.

Одна из возможных функциональных схем такого измерительного устройства показана на рис. 1. Устройство содержит генератор (Г) синусоидального измерительного напряжения  $\dot{U}_A$ , квадратурный фазовращатель (ФВ), управляемые делители напряжения с коэффициентами передачи  $K_1$  и  $K_2$ , сумматор напряжений ( $\Sigma$ ), инверторы напряжения (ИНВ1, ИНВ2), дифференциальный кондуктометрический преобразователь  $S_1, S_2$ , схема замещения которого представлена элементами  $C_{S1}, G_{S1}$  (референсная ячейка) и  $C_{S2}, G_{S2}$  (основная ячейка), преобразователь ток-напряжение (ПТН) на операционном усилителе, амплитудный детектор (АД), аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и блок уравнивания (БУ). Предполагается, что управляемые делители напряжения  $K_1$  и  $K_2$  содержат элементы памяти, благодаря чему состояние делителя сохраняется и после прекращения подачи на него регулирующего воздействия.

Устройство работает следующим образом. Тестовый сигнал  $U_T$  создает в первой ячейке  $S_1$  кондуктометрического преобразователя ток  $I_{S1}$

$$\dot{I}_{S1} = \dot{U}_A \left( \frac{1}{G_{S1}} + \frac{1}{j\omega C_{S1}} \right)^{-1}. \quad (1)$$

Ток  $I_{S2}$  во второй ячейке этого преобразователя определяется напряжением  $\dot{U}_\Sigma$ , которое состоит из двух составляющих: напряжения генератора  $\dot{U}_A$  и квадратурного ему напряжения на выходе делителя  $K_1$ . Напряжение  $U_\Sigma$  инвертируется и

регулируется по амплитуде делителем  $K_2$ . Таким образом, к элементу  $S_2$  прикладывается напряжение  $U$ , которое может регулироваться по амплитуде с помощью делителя  $K_2$ , а по величине и знаку квадратурной к  $\dot{U}_A$  составляющей — с помощью делителя  $K_1$ . В среднем положении делителя  $K_1$  квадратурная составляющая равна нулю. Благодаря наличию ИНВ2 ток  $I_{S2}$  имеет фазу, противоположную фазе тока  $I_{S1}$ :

$$\dot{I}_{S2} = -\dot{U}_A K_2 (1 + jK_1) \left( \frac{1}{G_{S2}} + \frac{1}{j\omega C_{S2}} \right)^{-1}. \quad (2)$$

На выходе измерительной мостовой цепи протекает разностный ток

$$\Delta \dot{I}_S = \dot{I}_{S1} + \dot{I}_{S2}.$$

В случае, если дифференциальный датчик идеален и отсутствует дифференциальное воздействие на его элементы ( $C_{S1} = C_{S2}$  и  $G_{S1} = G_{S2}$ ), при  $K_1 = 0$  и  $K_2 = 1$  мостовая цепь оказывается в равновесном состоянии, и разностный ток  $\Delta \dot{I}_{S1}$  на ее выходе равен нулю. Соответственно равно нулю выходное напряжение ( $U_{\text{вых}}$ ) ПТН, выпрямленное напряжение на выходе АД и цифровой код  $N_{AG}$  на выходе АЦП:

$$\dot{I}_{S1} = -\dot{I}_{S2}.$$

$$\left( \frac{1}{G_{S1}} + \frac{1}{j\omega C_{S1}} \right)^{-1} = K_2 (1 + jK_1) \left( \frac{1}{G_{S2}} + \frac{1}{j\omega C_{S2}} \right)^{-1}.$$

При  $K_1 = 0$  и  $K_2 = 1$  получаем

$$\frac{1}{G_{S1}} + \frac{1}{j\omega C_{S1}} = \frac{1}{G_{S2}} + \frac{1}{j\omega C_{S2}}.$$

При выполнении измерений изменяется (как правило, увеличивается) активная составляющая проводимости рабочего элемента  $G_{S2}$  преобразователя при сохранении неизменной активной составляющей проводимости  $G_{S1}$  референсного элемента.

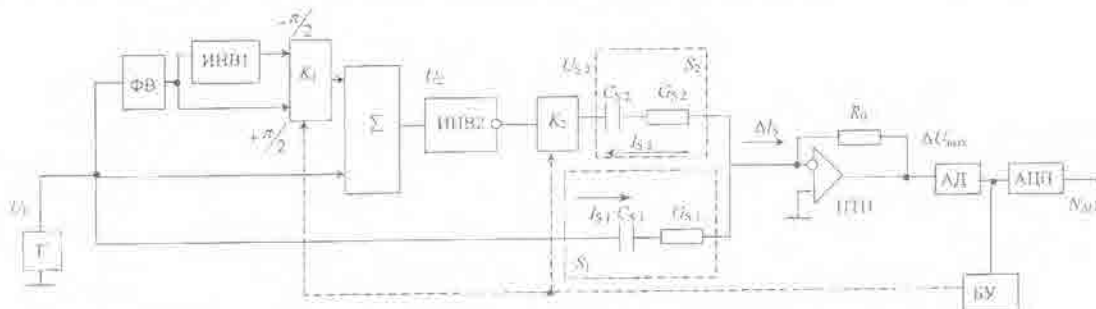


Рис. 1



$$G_{S2}^i = G_{S2}^0 + \Delta G_{S2}^i.$$

Ток  $I_{S2}^i$  при этом приобретает значение  $I_{S2}^i$

$$I_{S2}^i = -\dot{U}_A G_{S2} \left( 1 + \frac{\Delta G_{S2}}{G_{S2}} \right) \left( 1 + \frac{\Delta G_{S2} + G_{S2}}{j\omega C_{S2}} \right)^{-1}.$$

При дифференциальных измерениях  $\Delta G_{S2}$  обычно не превышает нескольких процентов от величины  $G_{S2}$ , а емкость  $C_{S2}$  и рабочая частота  $\omega$  таковы, что отношение  $\frac{\Delta G_{S2} + G_{S2}}{\omega C_{S2}}$  не превышает единицы. В этих условиях нелинейность зависимости  $I_{S2}$  от  $\Delta G_{S2}$  не превышает (1–2) %, что позволяет ее пренебречь в большинстве случаев. Отсюда

$$\Delta I_{S2}^i \approx \dot{U}_A G_{S2} \left( \frac{\Delta G_{S2}}{G_{S2}} \right) \left( 1 + \frac{G_{S2}}{j\omega C_{S2}} \right)^{-1},$$

а сигнал на выходе ПТН

$$\Delta \dot{U}_{\text{вых}}^i \approx \dot{U}_A R_0 G_{S2} \left( 1 + \frac{G_{S2}}{j\omega C_{S2}} \right)^{-1} \left( \frac{\Delta G_{S2}}{G_{S2}} \right). \quad (3)$$

Здесь выражение  $R_0 G_{S2} \left( 1 + \frac{G_{S2}}{j\omega C_{S2}} \right)^{-1}$  является

масштабным коэффициентом, который приблизительно постоянен для используемого преобразователя в конкретных условиях измерений.

Из выражения (3) следует, что отношение приращения амплитуды сигнала на выходе мостовой измерительной цепи к амплитуде тестового сигнала соответствует относительному приращению электропроводности рабочего элемента преобразователя. Таким образом, если мостовая цепь в исходном состоянии уравновешена, то после воздействия на дифференциальный преобразователь можно определить величину изменения информативного параметра — электропроводности  $G_{S2}$  по величине амплитуды возникшего сигнала неравновесия. Из выражения (3) также видно, что даже при весьма значительном изменении соотношения активной и реактивной составляющих импеданса кондуктометрического преобразователя приращение модуля выходного сигнала моста изменяется в небольших пределах. Так, при изменении тангенса фазового угла в 2 раза (от 0,7 до 1,4), что иногда может иметь место на практике, чувствительность прибора изменится только на 40 %.

Однако на практике очень сложно добиться идеального совпадения параметров  $C_S$  и  $G_S$  рабочего и референсного элементов дифференциального преобразователя. Возникающий вследствие этого

начальный разбаланс моста может существенно превышать информативное изменение его выходного сигнала. Поэтому требуется предварительное уравновешивание мостовой измерительной цепи перед началом измерения. Оно может осуществляться с помощью блока уравновешивания БУ и делителей напряжения  $K_1, K_2$  (рис. 1) методом экстремального регулирования с использованием информации об изменении амплитуды сигнала неравновесия моста [5]. Поочередным регулированием делителей  $K_1$  и  $K_2$  (каждый раз до достижения минимального напряжения на выходе детектора АД) система за несколько итераций приходит к равновесию, когда  $\Delta I_S$  и  $U_{\text{вых}}$  практически равны нулю.

Отметим, что равновесное состояние моста может быть достигнуто при любых соотношениях параметров дифференциальных элементов кондуктометрического преобразователя благодаря тому, что коэффициент передачи ветви фазовращателя и первого делителя напряжения может принимать как положительные, так и отрицательные значения ( $\pm jK_1$ ), а коэффициент передачи второго делителя напряжения может быть как меньше, так и больше единицы.

По окончании уравновешивания (достижении  $\dot{U}_{\text{вых}} = 0$ ) затормаживают блок уравновешивания БУ, производят биохимическое воздействие на ячейку  $S_2$ , а затем по модулю выходного напряжения  $U_{\text{вых}}^i$  или коду  $N_{AG}$  отсчитывают величину  $\Delta G$ .

На рис. 2 показана функциональная схема другого варианта построения измерителя разности электропроводности. Она позволяет уравновесить мост в исходном состоянии таким же образом, как это делается в ранее рассмотренном устройстве с регулировкой фазы тестового сигнала [4], а затем, после произведенного биохимического воздействия на преобразователь, произвести доуравновешивание моста, чем скомпенсировать изменение тока за счет изменения  $G_{S2}$ . Для этого в состав устройства введен еще один управляемый делитель напряжения  $K_3$  и второй сумматор  $\Sigma_2$ , которые позволяют в небольших пределах регулировать напряжение, подаваемое на референсный элемент дифференциального преобразователя, по составляющей, синфазной с напряжением генератора.

В исходном состоянии с помощью делителя напряжения  $K_1$  производится уравновешивание реактивной составляющей выходного сигнала моста. Для определения момента равновесия в качестве выпрямителя используется синхронный детектор СД, на который подается опорный сигнал  $U_0$ , квадратурный к  $U_1$ . Затем регулировкой  $K_2$  мост уравновешивается по активной составляющей при подаче на синхронный детектор синфазного с  $U_1$  опорного сигнала. При необходимости (если параметры  $C_S$  и  $G_S$  элементов преобразователя сущест-



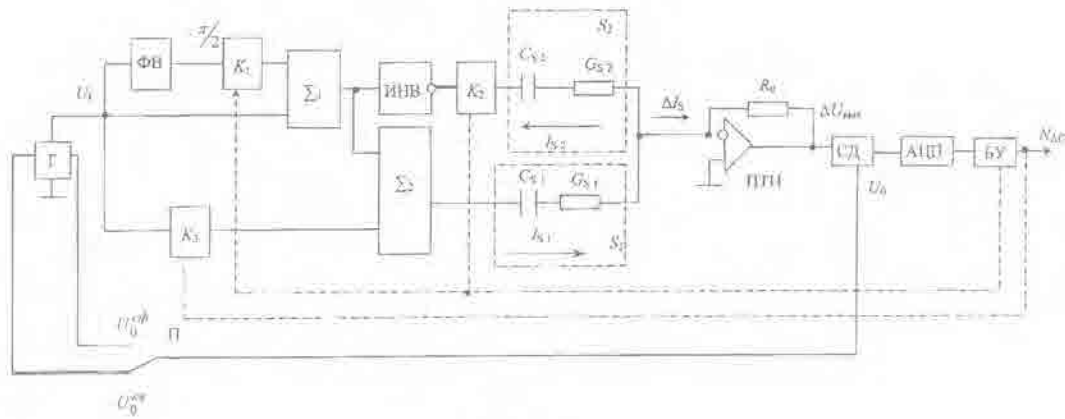


Рис. 2

венно отличаются) возможно более точное уравновешивание путем регулировки  $K_3$ .

После воздействия на рабочий элемент преобразователя проводимость  $G_{S2}$  увеличивается на  $\Delta G_{S2}$ , что приводит к увеличению тока  $\Delta I_{S2}$  на величину  $\Delta I_{S2} \approx U_{\Delta} \Delta G_{S2}$ . Вызванное этим увеличение выходного сигнала моста  $\Delta I_{S2}$  (синфазное с  $U_{\Delta}$ ) может быть скомпенсировано изменением тока  $I_{S1}$  в референсном элементе преобразователя за счет изменения приложенного к нему напряжения по синфазной с  $U_{\Delta}$  составляющей. Такая составляющая напряжения формируется с помощью делителя напряжения  $K_3$ , управляемого через блок управления БУ, и прикладывается к преобразователю через сумматор  $\Sigma_2$ . Таким образом, относительное изменение кода управления  $N_{\Delta G}$  делителем  $K_3$  приблизительно соответствует величине относительного изменения электропроводности  $G_{S2}$ .

Описанные схемы (рис. 1 и рис. 2) позволяют обеспечить стабилизацию чувствительности "в малом", т.е. при бесконечно малых приращениях измеряемой проводимости ячейки. Рассмотрим этот вопрос подробнее. На рис. 3 показана векторная диаграмма напряжений на элементах ячейки. Первоначально к последовательному соединению элементов  $G_x$  и  $C_x$  (имеется в виду рабочая ячейка) приложено напряжение генератора  $U_{\Delta}$  (отрезок  $AB$ ). При этом векторы напряжения  $U_G$  и  $U_C$  (на активной и реактивной компонентах адмитанса ячейки) представляют собой катеты прямоугольного треугольника  $ACB$ , гипотенузой которого является отрезок  $AB$ . После регулирования делителя  $K_1$  к ячейке прикладывается напряжение  $U_{\Delta} + U_K$  (отрезок  $AD$ ), причем вектор  $U_G$  поворачивается до положения  $U_{G2}$  и становится совпадающим с напряжением  $U_{\Delta}$ , т.е. теперь к исследуемой проводимости ячейки приложено напряжение, совпадающее по модулю и по фазе с напряжением генератора. Поэтому ток через ячейку определяется как  $U_{\Delta} / G_x$ , и по его величине можно судить об измеряемом параметре. Однако как только под действием

аналита значение  $G_x$  изменится, равенство  $U_{G2} = U_{\Delta}$  нарушится, поскольку произойдет перераспределение напряжений на элементах ячейки. Они по-прежнему остаются в квадратуре по отношению друг к другу, но точка соединения векторов  $U_G$  и  $U_C$  из положения  $B$  переместится по полуокружности  $AFD$ , имеющей диаметр  $AD$ , в новое положение, например,  $B_1$ . Новый вектор напряжения на проводимости  $G_x$   $U_{G3}$  (показан на рисунке штриховой линией) уже не совпадает с  $U_{\Delta}$  ни по модулю, ни по фазе, поэтому ток через ячейку не может считаться зависящим только от  $G_x$ , появляется погрешность измерения (это отражено в формуле (3)).

Для исключения описанного нежелательного явления необходимо при изменении проводимости  $G_x$  в процессе ее измерения постоянно регулировать напряжение  $U_K$  так, чтобы всегда вектор  $U_{G2}$  (и, соответственно, вектор тока  $I_{S1}$ ) был коллинеарен вектору  $U_{\Delta}$ , при этом будет иметь место стабилизация чувствительности "в большом".

На рис. 4 показана схема измерительной цепи, в которой реализуется вышеописанная возможность. Она содержит те же элементы, что и схема на рис. 2, добавлены только три ключа  $K_{11} - K_{13}$  и вто-

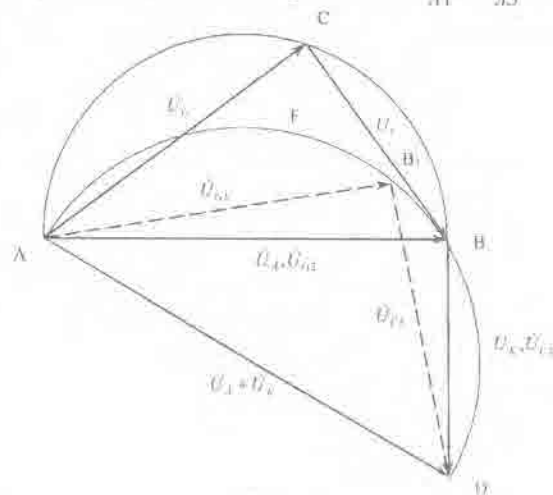


Рис. 3

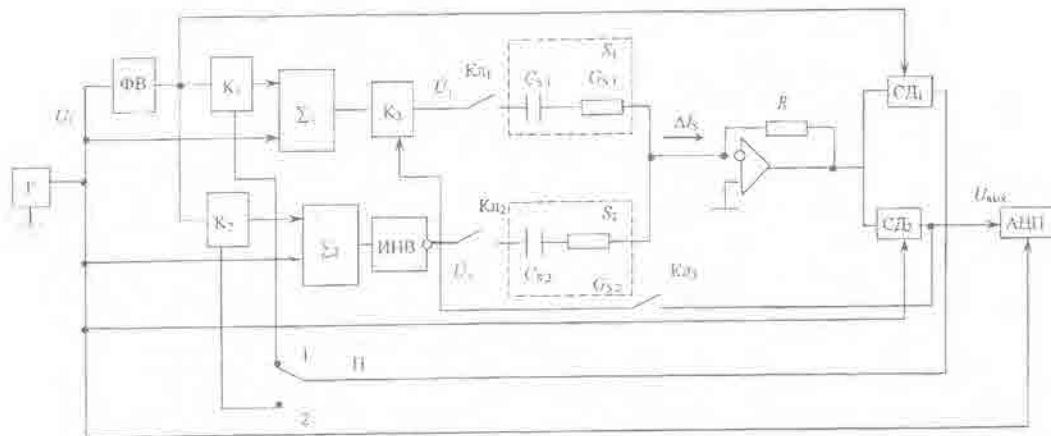


Рис. 4

рой синхронный квадратурный детектор СД<sub>2</sub>. Измерение проводится в четыре этапа — три подготовительных и четвертый — собственно формирование сигнала, пропорционального приращению проводимости рабочей ячейки. В таблице приведено состояние ключей  $K_{11} - K_{33}$ , переключателя П, а также указан регулируемый параметр и конечный результат регулирования на данном этапе. Состояния ключей условно обозначены: \* — ключ замкнут, 0 — ключ разомкнут. На первом этапе регулированием  $K_1$  поворачивается вектор напряжения на референсной ячейке  $S_1$  до коллинеарности тока через эту ячейку с напряжением  $U_A$  (индикация по нулевому напряжению на выходе СД<sub>1</sub>). На втором этапе — та же операция с напряжением на ячейке  $S_2$  путем регулирования  $K_2$ . На третьем этапе — выравнивание по модулю коллинеарных противофазных векторов токов через первую и вторую ячейки регулированием  $K_3$ , в результате чего разность токов  $\Delta I_S$  становится нулевой. Наконец, на последнем, четвертом, этапе воздействуют на рабочую ячейку анализом, при этом система, регулируя  $K_2$ , непрерывно отслеживает, чтобы возникающий вектор тока  $\Delta I_S$  был всегда коллинеарен вектору напряжения генератора (критерием служит равенство нулю сигнала на выходе СД<sub>1</sub>). С выхода СД<sub>2</sub> при этом снимается напряжение  $U_{\text{вых}}$ , пропорциональное приращению  $\Delta G_{S2}$  в результате биохимического воздействия на ячейку.

Этап	$K_{11}$	$K_{12}$	$K_{13}$	По- ло- жен. П	Регул. целит.	В конце этапа
1	*	0	0	1	$K_1$	Поворот $\vec{U}_1$
2	0	*	0	2	$K_2$	Поворот $\vec{U}_2$
3	*	*	*	2	$K_3$	Выравнивание $\vec{I}_1 = \vec{I}_2$
4	*	*	0	2	$K_2$	Отчет $\vec{U}_{\text{вых}} = k \Delta G_2$

Рассмотренные в данной работе измеритель-

ные схемы позволяют уменьшить влияние неинформативных параметров дифференциального кондуктометрического преобразователя на чувствительность измерительной цепи и значительно повысить точность измерения. Последняя измерительная цепь (рис. 4) дает возможность полностью исключить влияние реактивной составляющей импеданса биохимической ячейки на результат измерения приращений его активной составляющей.

Представленные в данной статье результаты исследований получены в рамках выполнения научно-технической программы НАН Украины "Сенсорные системы для медико-экологических и промышленно-технических потребностей".

1. Дзидевич С.В., Солдаткин О.П. Наукові та технологічні засади створення мініаторних електрохімічних біосенсорів. — К.: Наукова думка, 2006. — 256 с.
2. Мельник В.Г., Василенко А.Д., Медведенко М.П., Михаль А.А., Солдаткин А.А. Исследование информативных параметров дифференциальных кондуктометрических биосенсоров // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". — 2006 — Ч. 3. — С. 119—124.
3. Мельник В.Г., Василенко А.Д., Медведенко М.П., Михаль А.А., Солдаткин А.А. Об оптимизации конструкции и режима работы кондуктометрических биосенсоров / Тезис доп. 2-ї Міжн. наук.-техн. конф. "Сенсорна електроніка та мікросистемні технології" (СЕМСТ-2). — Одеса, нац. ун-т ім. Іл. Мечнікова — 2006. — С. 253.
4. Мельник В.Г., Рубанчук М.П., Михаль А.А. Измерительные цепи для кондуктометрических преобразователей с дифференциальными двухэлектродными датчиками // Техн. електродинаміка. — 2008. — №2. — С. 119—124.
5. Новик А.И. Системы автоматического уравнивания цифровых экстремальных мостов переменного тока. — К.: Наукова думка, 1983. — 224 с.
6. Сурду М.И. Теоретические основы построения вариационных квадратурных мостов переменного тока // Измерительная техника. — 2006. — № 10. — С. 58—63.
7. Langerreis G.R. An integrated sensor system for monitoring washing processes // ISBN 90-365-1272-7, 1999.

Надійшла 07.08.2008



## Метод половинных сечений для контроля погрешности линейности прецизионных термометрических мостов

*Рассмотрен новый метод контроля погрешности линейности трансформаторных мостов переменного тока на уровне  $10^{-7}$  без использования эталонов высокой точности. Предложено его аппаратное обеспечение.*

*Розглянуто новий метод контролю похибки лінійності трансформаторних мостів змінного струму на рівні  $10^{-7}$  без використання еталонів високої точності. Запропоновано його апаратне забезпечення.*

Прецизионные мосты переменного тока широко применяют в метрологии высшего звена, конкретно в измерительных системах для решения задач воспроизведения, хранения и передачи как электрических физических величин (сопротивления, емкости, индуктивности), так и неэлектрических (температура). Так, в термометрии мосты переменного тока являются одной из неотъемлемых составляющих аппаратного обеспечения температурной шкалы МТШ-90 в диапазоне (13—1200) К. Очевидно, их метрологические характеристики напрямую определяют погрешность воспроизведения единицы основной физической величины температуры — градуса Кельвина (К). В самом алгоритме МТШ-90 заложена методическая погрешность порядка (0,1—0,13) мК. Эта норма требует применения измерителей сопротивления с относительной погрешностью менее  $4 \cdot 10^{-7}$ . В соответствии с действующими нормативными документами (ГОСТ 8.294 и ГОСТ 25242) для определения столь малой погрешности необходима многозначная мера сопротивления с собственной погрешностью не более 0,1 ppm. Однако, реально такое условие не выполнимо, т.к. значительно превышает возможности эталона сопротивления переменному току и государственной поверочной схемы. Поэтому обеспечение контроля основных метрологических характеристик прецизионных средств измерений при отсутствии набора мер необходимой точности является одной из важнейших и приоритетных задач в области практической метрологии.

В работах [1,2] (согласно ГОСТ 8.009) рассмотрены особенности применения комплекса нормируемых метрологических характеристик в прецизионных термометрических мостах. Установлено, что одной из основных составляющих их систематической погрешности является погрешность линейности. Подтверждение этих соображений — спецификации зарубежных термометрических мостов, в которых основной (и часто единственной) метро-

логической характеристикой есть нелинейность. Здесь и далее имеется в виду интегральная нелинейность.

**Анализ известного метода.** Предложенный в [2] метод контроля нелинейности является более эффективным, доступным и апробированным, чем другие, например, метод, описанный в [4]. Он основан на свойстве аддитивности линейной функции  $f(x_1) + f(x_2) = f(x_1 + x_2)$  и для его реализации используется переходная цепочка, описанная в [3]. Цепочка содержит  $n$  последовательно включенных, равнономинальных эталонных мер сопротивления с отводами в точках соединения для токовых и потенциальных зажимов моста. Конфигурация токовых и потенциальных зажимов цепочки позволяет измерять отдельно каждый из включенных в цепочку резисторов или отдельно сопротивление, равное сумме последовательно включенных резисторов цепочки. Разница между алгебраической суммой сопротивлений, значения которых лежат на луче  $OC$  (идеализированной базовой прямой), и измеренным суммарным сопротивлением цепочки, значения которого лежат на дуге  $ON_{p, \max}$ , характеризует нелинейность.

Этому методу, однако, также свойственны определенные недостатки. Как следует из рис. 1, значения погрешности, найденные таким образом, будут отражаться областью  $\xi$  и, следовательно, будут нарастать к концу диапазона измерения. По отношению к другой базовой прямой, например, отрезку  $ON_{\max}$ , который соединяет начало и конец дуги (область  $\eta$ ), этот метод будет давать завышенное значение погрешности, что является одним из главных и существенных его недостатков.

Следующий недостаток обусловлен тем, что метод базируется на измерении  $n$  равнономинальных мер сопротивления (как правило,  $n = 10$ ). Измерение каждого отдельного сопротивления  $N_{pi}$  осуществляется в начале диапазона, где полезный сигнал в  $n$  раз меньше максимального. В итоге соответственно уменьшается отношение сигнал/по-



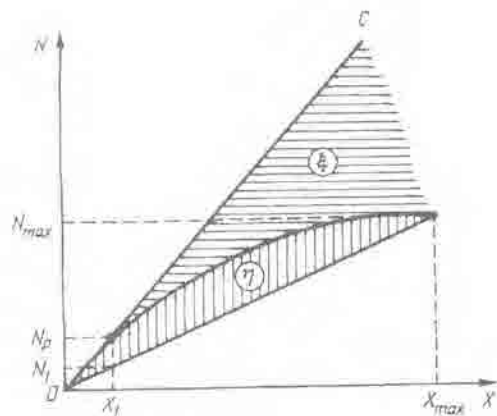


Рис. 1

межа, ухудшается чувствительность и увеличивается погрешность самого метода. Действительно, если среднее квадратичное отклонение (СКО) каждого  $N_{pi}$  измерения известно и равно  $\sigma_{1p}$ , то эту методическую погрешность как частный случай косвенных измерений можно определить по формуле

$$\sigma = \left( \sum_{i=1}^n \sigma_{1i}^2 \right)^{0.5} \approx \sigma_{11} \sqrt{n},$$

где  $\sigma_{11}$  — СКО результатов измерения первого резистора цепочки  $N_p$ .

Используемые в цепочке равнозначные резисторы подогнаны с погрешностью, меньшей 0,01%. Поэтому все результаты измерений укладываются в небольшой области вокруг точки  $X_1, N_1$ , показанной на рис. 1. Отсюда, погрешности  $\sigma_{1i}$  практически одинаковы и, следовательно, справедливо приближенное выражение.

Обратимся к технической реализации известного метода. Измерение отдельно каждого сопротивления цепочки возможно в двух вариантах. Первый не предусматривает коммутацию токовых зажимов и связан с прохождением рабочего тока через все резисторы цепочки одновременно. В этом случае возникает существенная (до 1000,0%) синфазная составляющая, приложенная к потенциальным входам. Соответственно для 7-декадного поверяемого средства коэффициент подавления синфазной помехи на переменном токе должен превышать 160 дБ, что реализовать практически крайне сложно. Второй вариант предусматривает переключение токовых и потенциальных выводов по синхронному алгоритму. Однако коммутация токовых выводов приводит к скачкообразному выделению тепла на измеряемых резисторах. Для учета этого эффекта необходимо время. Тогда при большом количестве резисторов в цепочке значительно возрастает общее время измерений, требования к стабильности резисторов и точности поддержания температуры.

В настоящей работе предлагается новый метод, который лишен большинства этих недостатков. В

то же время необходимо отметить, что новый метод может использоваться для средств измерения, нелинейность которых представлена монотонной функцией, не имеющей перегибов. Именно такой вид интегральной нелинейности наблюдается в трансформаторных мостах с тесной индуктивной связью. Как правило, обусловлено это нагрузочной погрешностью индуктивных делителей, возникающей из-за каскадного соединения трансформаторов.

**Описание нового метода.** Представим, что передаточная характеристика средства измерения имеет вид кривой  $0f_1f_2f_3f_4f_m$ , рис. 2. Суть нового метода заключается в нахождении разницы между точками с соответствующими значениями координат на кривой и прямой, соединяющей начало и конец кривой. Как и известный метод [2], новый метод основан на свойстве аддитивности линейной функции. Он состоит в том, что подбирают пару мер сопротивления  $R_{11}$  и  $R_{12}$ , номинальные значения которых близки и соответствуют середине контролируемого диапазона, а их сумма соответствует концу диапазона  $R_{1C}$ . Далее производят измерение отдельно каждого сопротивления и их суммарного сопротивления. Разница между математическим суммированием и результатом измерения суммарного сопротивления будет характеризовать погрешность линейности в точке, относящейся к середине диапазона. Для оценки погрешности линейности в точке, относящейся к четверти диапазона измерения, необходимо подобрать две меры, номинальное значение которых соответствует 1/4 контролируемого диапазона  $R_{21}$  и  $R_{22}$ , а их сумма — половине диапазона  $R_{2C}$ . Затем сделать три измерения по приведенному выше алгоритму. Аналогичным образом подбирают меры  $R_{k1}, R_{k2}$  и  $R_{kC}$  и проводят измерения для оценки погрешности линейности в произвольной  $k$ -ой точке, относящейся к 1/8, 1/16 и т.д. диапазона измерения.

Для получения формул обработки результатов данного метода обратимся к рис. 2, на котором по оси абсцисс отложены действительные значения

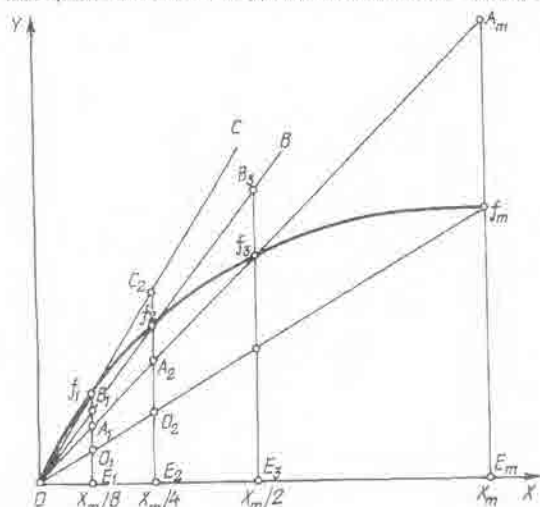


Рис. 2

сопротивления, а по оси ординат — результаты измерения. Имеем исходно нелинейную передаточную характеристику моста с соответствующими точками  $O, f_1, f_2, \dots, f_m$ . Прямую, соединяющую начало и конец передаточной характеристики и проходящую через точки  $O, O_1, O_2, \dots, f_m$ , будем считать базовой идеально линейной (без учета аддитивной и мультипликативной составляющих) передаточной характеристикой. Для упрощения рассмотрения геометрической интерпретации метода предположим, что для нахождения нелинейности в середине диапазона использованы две идентичные меры сопротивления. Тогда результаты измерения отдельных мер сопротивления  $R_{11}$  и  $R_{12}$  будут определяться ординатой точки  $f_3$ , а их физическая сумма  $R_{1C}$  — ординатой точки  $f_m$ . Из свойства аддитивности математическая сумма  $R_{11}$  и  $R_{12}$  будет находиться на одной прямой с прямой  $Of_3$  и будет определяться ординатой точки  $A_m$ . Из подобия треугольников  $OA_m f_m$  и  $Of_3 O_3$  следует, что длина отрезка  $f_3 O_3$ , численно равная нелинейности передаточной характеристики, в два раза меньше отрезка  $A_m f_m$ . Тогда в точке, соответствующей середине диапазона, значение погрешности линейности, приведенной к концу диапазона измерений  $R_{\max}$ , можно получить из следующего выражения:

$$\delta_1 = [R_{1C} - (R_{11} + R_{12})] / 2R_{\max}.$$

Погрешность линейности в точке, соответствующей четверти диапазона, численно равна отрезку  $f_2 O_2$ , который, в свою очередь, состоит из двух отрезков  $f_2 A_2$  и  $A_2 O_2$ . Исходя из подобия соответствующих треугольников, эти отрезки равны соответственно половине отрезков  $B_3 f_3$  и  $f_3 O_3$ . Поскольку ордината точки  $f_2$  определяется сопротивлениями  $R_{21}$  ( $R_{22}$ ), а ордината точки  $B_3$  — их суммой, то несложно показать, что погрешность  $\delta_2$  должна вычисляться по формуле

$$\delta_2 = \frac{R_{2C} - (R_{21} + R_{22})}{2R_{\max}} + \frac{R_{1C} - (R_{11} + R_{12})}{4R_{\max}}.$$

Аналогичным приемом, при том, что ордината точки  $f_1$  определяется сопротивлениями  $R_{31}$  или  $R_{32}$ , а ордината точки  $C_2$  — их суммой, воспользуемся для вычисления погрешности в точке, соответствующей 1/8 диапазона измерения.

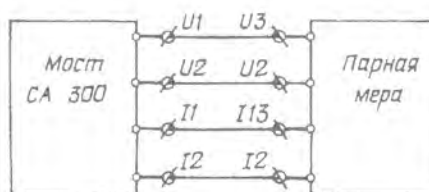
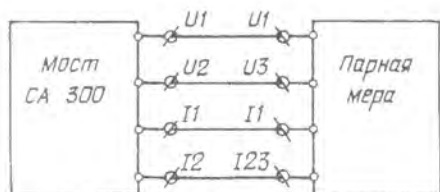


Рис. 4

$$\delta_3 = \frac{R_{3C} - (R_{31} + R_{32})}{2R_{\max}} + \frac{R_{2C} - (R_{21} + R_{22})}{4R_{\max}}.$$

В общем случае для  $k$ -той точки диапазона формула погрешности имеет вид

$$\delta_k = \frac{1}{R_{\max}} \sum_{i=1}^k \frac{R_{iC} - (R_{i1} + R_{i2})}{2^{k-i+1}}. \quad (1)$$

**Аппаратное обеспечение метода.** Для реализации метода необходим набор парных мер сопротивления. На практике достаточно трех мер, суммарное номинальное сопротивление которых соответствует началу, середине и концу диапазона измерения.

Конструктивно каждая парная мера состоит из двух четырехвыводных сопротивлений. Меры собраны по одной электрической схеме, (рис. 3), где  $R_{01}$  и  $R_{02}$  — действительные значения сопротивлений,  $r_{11} - r_{15}$  и  $r_{21} - r_{25}$  — сопротивления их выводов. Соответствующие (эквипотенциальные токовые и потенциальные) выводы подключают к зажимам  $I_1, I_2, U_1, U_2$ . Другие потенциальные выводы, условно обозначенные как  $U_{12}$  и  $U_{21}$ , замыкают переключкой с общим сопротивлением  $r_1 + r_2$ . Приблизительно от середины этой переключки делают отвод (сопротивление  $r_3$ ) и подключают его к зажиму  $U_3$ . Так же приблизительно от середины потенциальных выводов мер  $R_{01}$  и  $R_{02}$  делают отводы (сопротивления  $r_4$  и  $r_5$ ) и подключают их к соответствующим зажимам  $I_{13}$  и  $I_{23}$ . Тогда для реализации приведенного ранее алгоритма измерения отдельно первого  $R_{11}$  и второго  $R_{12}$  сопротивлений необходимо подключить парную меру к мосту согласно рис. 4. Очевидно, что в результате измерения войдут кроме действительного значения мер  $R_{01}$  и  $R_{02}$  также сопротивления подводящих проводов

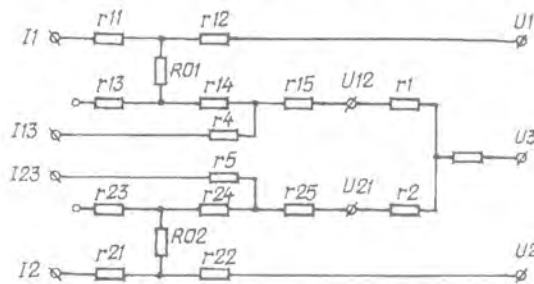


Рис. 3



$r_{14}, r_{15}, r_{24}, r_{25}$  и переключки  $r_1, r_2$

$$R_{11} = R_{01} + r_{14} + r_{15} + r_1, \quad R_{12} = R_{02} + r_{24} + r_{25} + r_2.$$

Для измерения суммарного сопротивления парной меры необходимо использовать схему подключения на рис. 5. Суммарное сопротивление парной меры  $R_{1C}$  будет строго равно сумме отдельно первого  $R_{11}$  и второго  $R_{12}$  сопротивлений

$$R_{1C} = R_{01} + R_{02} + r_{14} + r_{15} + r_{24} + r_{25} + r_1 + r_2.$$

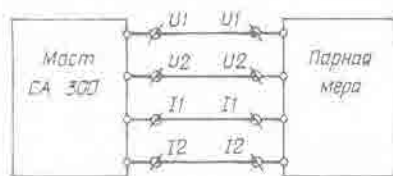


Рис. 5

Следует отметить, что точность физического суммирования сопротивлений в парной мере зависит от неизменности всех сопротивлений, входящих в последнее уравнение, и определяется несколькими факторами.

Во-первых, идеальностью (реальными физическими размерами) точки, объединяющей резисторы  $r_1 - r_3$ . Для того, чтобы сопротивления переключки  $r_1$  и  $r_2$  были неизменны, необходимо постоянство напряженности поля в точке суммирования при проведении переключений согласно рис. 4 и рис. 5. Как следует из [3], выполнение следующего условия — длина переключки  $r_1 + r_2$  должна быть больше ее диаметра, но меньшей мере, в 10 раз — со значительным запасом устраняет влияние этого фактора.

Во-вторых, временной нестабильностью мер сопротивления  $R_{01}$  и  $R_{02}$ . Одними из лучших в этом ряду следует признать меры сопротивления типа МР3000. По паспорту их годовая нестабильность составляет  $5 \cdot 10^{-6}$ . Наши исследования показывают, что их нестабильность в течении недели не превышает  $10^{-7}$ . Поэтому за время проведения методики (с учетом требуемых усреднений) временная нестабильность мер будет находиться за порогом чувствительности моста. В качестве альтернативы мерам МР3000 можно использовать резисторы фирм Vishay (S102C, VHP 4, VPR 247) или Powertron (UNR4-T220, USR4-3425).

В-третьих, температурной нестабильностью сопротивлений, входящих в результат измерений. Подводящие провода и переключки представляют собой медный провод с температурным коэффициентом  $\alpha_r \approx 4 \cdot 10^{-3}$ . Из равенства температурных коэффициентов влияния сопротивления меры и переключки следует выражение для предельного значения сопротивления переключки

$r_1 + r_2 \leq R_{01} \cdot \alpha_R / \alpha_r$ . Например, для меры 10 Ом с температурным коэффициентом  $\alpha_R = 10^{-6}$  сопротивление переключки не должно превышать 2,5 мОм. Для устранения влияния температурной нестабильности на практике достаточно поместить парную меру в пассивный воздушный термостат. Активный термостат с погрешностью поддержания температуры  $0,01^\circ\text{C}$  выводит влияние температурной нестабильности парной меры в целом также за пределы чувствительности моста.

Таким образом, несложно создать условия, при которых на интервале трех измерений чувствительность самого метода будет определяться только порогом чувствительности поверяемого моста. В качестве такого порога можно выбрать среднее квадратичное отклонение результатов измерения, величина которого определяется шумовой полосой. При этом методическая погрешность, приведенная к концу диапазона (при погрешности подгонки номинала мер МР3000 —  $5 \cdot 10^{-5}$ ), не будет превышать 0,01 %.

**Заключение.** Испытания данного метода проводились на нескольких экземплярах термометрического моста СА300, имеющего следующие технические характеристики: контролируемый диапазон измерения (0,00001—124,99999) Ом, приведенная к концу поддиапазона измерения цена деления единицы младшего разряда, — не более  $6,2 \cdot 10^{-8}$ , действующее значение тока через объект измерений — 1 мА, частота питающего тока — 125 Гц. Полученные в итоге испытаний значения погрешности линейности находились в пределах  $(0,5 - 2,1) \cdot 10^{-7}$ , при этом СКО результатов не превышала  $3 \cdot 10^{-8}$  в шумовой полосе 0,05 Гц. Экспериментальные значения погрешности практически совпали с расчетными значениями. Тем самым подтверждается возможность использования приведенного метода для контроля нелинейности мостов переменного тока на уровне 0,1 ppm и меньше.

1. Михаль А.А. Выбор нормируемых метрологических характеристик прецизионных термометрических мостов // "Метрологія та вимірювальна техніка" Тези доповідей 5-ї Міжн. наук.-техн. конф. "Метрологія 2006", Харків — 2006. — Т1. — С. 265—267.

2. Михаль А.А., Семеновичева Л.Н., Сурду М.Н. Методика определения нелинейности прецизионных термометрических измерителей // Техн. електродинаміка. — 2008. — № 4. — С. 75—79.

3. Сурду М.Н. и др. Пути повышения точности передачи на постоянном токе размера единицы сопротивления // Техн. електродинаміка. — 1999. — № 6. — С. 73—75.

4. White D.R., Jones K., Williams J.M. and Ramsey I.E. A simple resistance network for calibrating resistance bridges. // IEEE Trans. Instrum. Meas. — 1997. — Vol.46. — №5. — Pp 1068—1074.

Надійшла 18.02.2009

## Прецизійні стабілізатори амплітуди синусоїдального сигналу

*Представлено статичні джерела амплітуди змінного струму з мультипликативною, адитивною і комбінованою корекцією, які можуть використовуватися при створенні високоточних вимірювальних приладів, заснованих на перетворенні незалежного сигналу в електричний, пропорційний підсумовуваній величині. Такі схеми також можуть застосовуватися (в інших областях техніки), де необхідно забезпечити стабільну напругу або струм з малими нелинійними спотвореннями.*

*Представлены статические источники амплитуды переменного тока с мультипликативной, аддитивной и комбинированной коррекцией, которые могут использоваться при создании высокоточных измерительных приборов, основанных на преобразовании независимого сигнала в электрический, пропорциональный суммируемой величине. Такие схемы также могут найти применение и в других областях техники, где необходимо обеспечить стабильное напряжение или ток с малыми нелинейными искажениями.*

До складу багатьох електронних вимірювальних перетворювачів входять опорні джерела живлення. Наприклад, в аналого-цифрових і цифро-аналогових перетворювачах використовується джерело постійної опорної напруги, в гальваномагнітних перетворювачах застосовуються джерела постійного і змінного опорного струму. Стабільність струму (напруги) живлення гальваномагнітних перетворювачів в значній мірі визначає клас точності пристроїв на їхній основі.

Світова промисловість виготовляє джерела постійного струму для живлення гальваномагнітних вимірювальних перетворювачів у широкому асортименті. Проте значна частина джерел змінного струму, зокрема, описаних у [2,3,4,5], не відповідають вимогам щодо створення високоточних вимірювальних приладів. Причиною такої невідповідності є висока похибка підтримання струму (напруги) на заданому рівні, яка сягає 1 %, і велике значення нелинійних спотворень стабілізованого нелінійного сигналу, який може становити 10 %.

Для створення високоточних вимірювальних приладів похибка встановлення рівня та нелінійні спотворення стабілізованого сигналу повинні бути суттєво знижені. В ІЕД НАН України за участю автора запропоновано схеми стабілізованих джерел амплітуди змінного струму (СДАЗС) підвищеного класу точності з коефіцієнтом спотворень не більше 2%. Пристрої на основі цих схем можуть використовуватися як джерела струму чи напруги постійного чи періодичного сигналу.

В СДАЗС опорний сигнал представляє собою меандр, сформований із синусоїдального сигналу шляхом обмеження останнього на визначеному рівні. За умови використання як обмежувача стабілітрона типу Д818Е нестабільність амплітуди напруги не перевищує 0,1 %. У [1] вказано, що застосування термостату за умов зміни температури на-

вколишнього середовища на  $10^0$  °С дає можливість знизити температурну нестабільність до  $10^{-4}$ .

Висока стабільність амплітуди отриманого таким шляхом меандру і, відповідно, амплітуди першої гармоніки і відносна простота формування опорного сигналу дозволяє з успіхом використовувати його як зразковий в схемах СДАЗС достатньо високого класу точності.

Блок-схема статичного джерела синусоїдального струму з корекцією мультипликативною похибки наведена на рис. 1.

Синусоїдальна напруга задаючого генератора ЗГ через посилювач з керуванням коефіцієнтом передачі ПККП і посилювач потужності ПП подається на навантаження. Падіння напруги на опорі, пропорційне струму в навантаженні, поступає на один з входів віднімального пристрою ВП. На другий його вхід через подільник напруги ПН подається опорна напруга прямокутної форми. Коефіцієнт передачі подільника напруги вибирається таким чином, що при номінальному значенні струму живлення в навантаженні вихідний сигнал вузькополосного підсилювача ВЗП, налаштованого на частоту ЗГ, відсутній. При відхиленні значення струму від номінального (через тимчасову температурну нестабільність параметрів схеми чи навантаження) на виході з'являється сигнал неузгодженості, який поступає на фазочутливий детектор ФД, фільтр нижніх частот ФНЧ, і змінює коефіцієнт передачі ПККП до встановлення номінального значення струму в навантаженні.

Похибка завдання змінного струму такої схеми СДАЗС при зміні на 10% значень вихідної напруги задаючого генератора і опорного навантаження не перевищує 0,1%, а коефіцієнт нелінійних спотворень вихідного сигналу не перевищує 0,5%. Незначне підвищене значення коефіцієнта гармонік пояснюється, головним чином, нелінійністю керуваного елемента на основі польового транзистора і



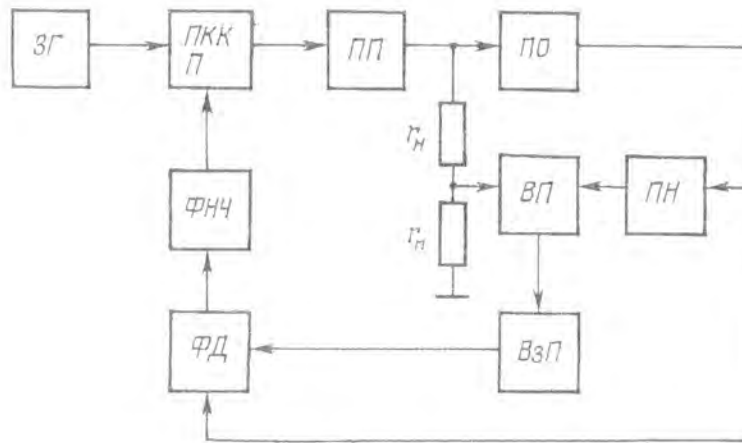


Рис. 1

невідфільтрованими вищими гармонічними складовими, які поступають з фільтра нижніх частот. Інерційність паведеного СДАЗС визначається постійною часу ФНЧ, яка вибирається достатньо великою для отримання найменшого значення нелінійних спотворень. Вказані вище значення похибки і коефіцієнта нелінійних спотворень дозволяють при стрибкоподібній зміні напруги ЗГ на 10 % отримати час встановлення 1,5–2 с (до значення похибки, що дорівнює 0,1 %).

Більш високу швидкість можна отримати у схемах СДАЗС з адитивною корекцією похибки. Блок-схема джерела такого типу показана на рис. 2. Струм у навантаженні здійснюється напругою задаючого генератора ЗГ за допомогою віднімального пристрою ВП1 та підсилювача потужності ПП. Падіння напруги на зразковому опорі  $r_n$ , підключеному послідовно з навантаженням  $r_n$ , подається на вхід віднімального пристрою ВП2. На другий вхід ВП2 крізь прецизійний подільник напруги ПН поступає опорна напруга прямокутної форми, сформована підсилювачем-обмежувачем ПО.

При значенні струму, що не дорівнює номінальному (через дестабілізуючі фактори), на виході вузькополосного підсилювача ВзП з'являється сигнал неузгодженості, який додається в блоці ВП1 до вихідної напруги задаючого генератора, відтворюючи, таким чином, номінальне значення струму в навантаженні. Час встановлення схеми при зміні

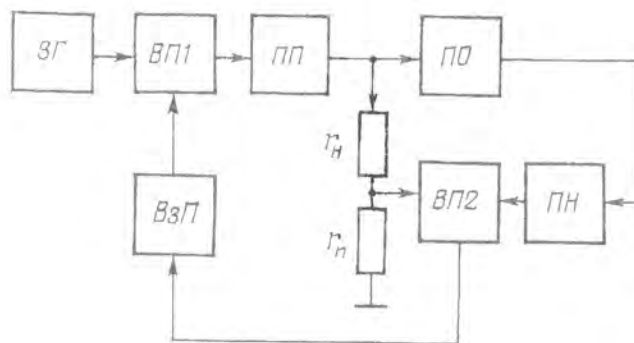


Рис. 2

напруги ЗГ чи опору навантаження складає 0,1–0,2 с, що на порядок менше, ніж у СДАЗС з мультиплікативною корекцією похибки. Підвищити швидкодію вдалося завдяки виключенню найбільш інерційного у схемі ланцюга — фільтра нижніх частот. Час встановлення для даного СДАЗС визначається, в головному, постійною часу вузькополосного підсилювача сигналу неузгодженості. Коефіцієнт нелінійних спотворень стабілізуючого струму (2–2,5%) залежить від добротності ВзП, на вхід якого разом з основною гармонікою сигналу неузгодженості надходять також вищі гармонічні складові, обумовлені вищими гармонічними складовими в опорній напрузі прямокутної форми. Знизити коефіцієнт гармонік до 1% можливо, використовуючи двоконтурні вузькополосні підсилювачі, що призводить до пониження швидкості СДАЗС. Підвищене значення похибки стабілізації, що дорівнює 0,2–0,3 %, пояснюється нестабільністю фазового зсуву між вхідними сигналами суматора.

На рис. 3 показана блок-схема СДАЗС, яка поєднує у собі ознаки, властиві як схемам з адитивною, так і мультиплікативною корекцією похибки. Формування струму в навантаженні, як і у випадку СДАЗС з адитивною корекцією, здійснюється вихідною напругою ЗГ, який через віднімальний пристрій ВП1 та підсилювач потужності ПП поступає на навантаження  $r_n$ , послідовно з яким формується напруга, пропорційна номінальному значенню струму в навантаженні. Ця напруга далі поступає на один із входів віднімального пристрою ВП2, а на другий його вхід через високостабілізований подільник напруги ПН1 надходить стабільна напруга прямокутної форми, яка формується шляхом обмеження синусоїдальної напруги за допомогою стабілітронів та падінням напруги на навантаженні  $r_n$  і зрівнювачу опорі  $r_n$ .

Коефіцієнт передачі ПН1 добирається таким чином, щоб у випадку номінального значення струму живлення в навантаженні на виході ВП2 сигнал по першій гармоніці був відсутній. У разі відхилення струму живлення від номінального на виході ВП2 з'являється сигнал по першій гармоніці стру-





мального пристрою ВП1. Коефіцієнт передачі подільника напруги добирається таким чином, щоб на виході ВП2 при номінальному струмі живлення навантаження  $r_n$  сигнал був відсутнім. При відхиленні струму живлення від номінального значення на виході ВП2 з'являється сигнал неузгодженості  $U_3$ , який після ППС до рівня  $U_4$  поступає на другий вхід ВП1, в якому він алгебраїчно додається до сигналу  $U_1$  і відтворює номінальне значення струму в навантаженні. Особливість цієї схеми полягає в тому, що задаючий генератор та опорна напруга створюються одним джерелом, тому немає необхідності формувати додаткове.

Порівняння вищенаведених схем прецизійних стабілізаторів амплітуди змінного струму вказує на те, що найбільш високу точність вихідного сигналу мають прецизійні стабілізатори амплітуди змінного струму в джерелах з мультиплікативною корекцією похибки стабілізації, які також забезпечують найбільш низьке значення коефіцієнта нелінійних спотворень, проте, до особливостей цих схем належить значна інерційність.

Зниження часу обробки сигналу досягається в джерелах з адитивною корекцією. Однак, при цьо-

му збільшується значення коефіцієнта нелінійних спотворень.

Низьке значення коефіцієнта нелінійних спотворень і похибки підтримання вихідного параметру на заданому рівні вдається у схемах з комбінованою корекцією похибки.

1. *Брайко В.В.* Дослідження вимірювальних пристроїв, заснованих на використанні ефекту Холу / Автореферат дис. канд. техн. наук — Київ, 1968.

2. *Таранов С.Г., Брайко В.В., Маршаленко Б.А.* Стабілізоване по амплітуді джерело змінного струму / Наук.-техн. конф. "Вдосконалення пристроїв для вимірювання комплексних параметрів і величин у широкому діапазоні частот". — Київ, 1968.

3. *Маршаленко Б.А., Рудой А.И., Таранов С.Г.* А.с. № 329636. Стабілізатор змінного струму. // БИ. — 1972. — №7.

4. *Маршаленко Б.А., Чигірін Ю.Т.* А.с. № 1029157. Стабілізатор амплітуди змінного струму. // БИ. — 1983. — №26.

5. *Таранов С.Г., Брайко В.В., Маршаленко Б.А.* А.с. № 262995. Стабілізоване по амплітуді джерело змінного струму. // БИ. — 1970. — №7.

Надійшла 06.01.2009

## ABSTRACTS

### **Theoretical electrical engineering and electrophysics**

#### **SPIRIN V.M. (Kyiv) Stability of a high-frequency electric arc of alternating current**

The results of theoretical and experimental investigations of an inductive circuit with a high-frequency electric arc are given. A criterion of an arc extinction in an inductive circuit with a high-frequency current is determined. Sufficient condition of stable burning of a high-frequency electric arc at current transition through a zero is established.

### **Conversion of electric energy parameters**

LYPKIVSKY K.A., RUDENKO Yu.V. (Kyiv)

#### **Particular features of the external characteristic of the divided stabilized power supply**

The form of the external characteristic of the divided power supply is analyzed at different laws of a transfer constant change of an executive structure: the linear one and in accordance with the law of geometrical progression. Analytical expressions for construction of the external characteristic are obtained, the numerical analysis of the external characteristic parameters are made.

SARATOVSKY R.N. (Alchevsk)

#### **A parametric current stabilizer**

Analytical dependences and results of the analysis of a parametric current stabilizer made by G-shaped circuit considering losses in a throttle are given.

### **Electromechanical energy conversion**

ANTONOV A.E., KIRIK V.V. (Kyiv)

#### **The intellectual system of rotation speed adjustment of a rotor of a non-invasive electro-magnetic engine**

The results of application of a fuzzy logical controller at rotation speed adjustment of an electromagnetic engine rotor are presented.

STAKHIV P.G., SELEPINA I.R. (Lviv)

#### **Macromodeling of elements of a system of electric drive on the example of an asynchronous motor with a diode bridge in a stator circuit**

A process of a mathematical macromodel construction of a valve electric drive of alternating current by experimentally taken values of transient characteristics at different modes of its operation is described.

ZINCHENKO E.E. (Kharkiv)

#### **A mathematical model of a rectifier feeding valve inductor-jet engine**

At some phase plugging of a valve inductor-jet engine winding in accordance with an applied mathematical model a sign of voltage at a winding changes to an opposite one, and the stress rate with this remains unchanged. Such a mathematical model is adequate in case that a valve inductor-jet engine is fed from a generator of direct current or an accumulator. At a valve inductor-jet motor feeding from a rectifier at plugging the energy stocked in a winding inductance passes into a reservoir at a rectifier output, and a rectifier is locked by the increased voltage at a reservoir. With this the system of differential equations describing electromagnetic processes in the engine is changed. A mathematical model taking into account the stated particular qualities is proposed.

TSYGANKOVA G.A. (Kyiv)

#### **Mathematical simulation of a magnetic field in an electro-dynamometer for computation of currents in a discoid rotor**

Special features of eddy currents origin in a discoid electro-dynamometer rotor with an axial operating air-gap at tooth-slot configuration of a magnetic core of an inductor are considered. The results of an experimental investigation of magnetic induction distribution change in a gap under the influence of eddy currents in a rotor disk for different correlations between the width of the tooth and the slot are given.

GAVRYLJUK R.B. (Ivano-Frankivsk)

#### **Structural designing of symmetric three-phase double-speed circuits of windings with switching of a number of pole pairs in correlation 4:5**

Characteristics of all possible variants of symmetric three-phases double-speed circuits of windings of asynchronous electric motors with correlation of a number of pole pairs 4:5 and a number of slots of  $z = 60$  are considered

MALYAR A.V. (Lviv)

#### **An algorithm of computation of steady-state modes of an electric drive of rod oil-producing plants**

An algorithm of computing of periodic dependencies of electrical and mechanical co-ordinates in steady-state modes of an asynchronous electric drive operation of a rod oil-producing plant by the boundary problem solution method is proposed. With this, dependence of inertia moment and the plant loading moment on a crank rotation angle as well as saturation of a magnetic core and current displacement in rotor bars of a driving motor are taken into consideration.



## Electric power systems and installations

STOGNIY B.S., TANKEVICH E.N.,  
YAKOVLEVA I.V., VARSKY G.M. (Kyiv)

### High-voltage measuring complexes of electric power with automatic correction of errors

The universal mathematical model of a high-voltage electric power measuring channel error is elaborated. Influence of different factors on a channel value error is investigated. Methods of its digital correction are proposed and experimentally checked up.

DANILJUK O.V., KOZOVY A.B., SHVETS M.M.,  
MELNYK I.R. (Lviv)

### Neuromathematical equivalenting of nontelemechanical fragments for the tasks of operative optimization of the modes of electric networks

One of the approaches for solution of the sum of electric networks modes optimization in real time conditions taking into account the partial informative vagueness is described.

ANDRIENKO P.D., BEZUGLY S.L., ZEM-  
LJANSKY V.V., KRAZHAN V.S., TCHEPKUNOV A.I.  
(Zaporozhje)

### The results of experimental-industrial operation of a high-voltage frequency transformer at the ammonia pipe line "Toljatti - Odessa"

The saving of electric power by 20-50% is achieved as a result of experimental-industrial operation of a high-voltage frequency transformer for an asynchronous drive developed and produced by the scientific-research institute "Transformer" at one of the pump stations of the ammonia pipe line "Toljatti - Odessa". Possibility of the pipeline productivity increase by 30-40% and increase of life time of the basic equipment of the pipeline are shown

## Electrotechnology

KARLOV A.N., KONDRATENKO I.P.,  
RASHEPKIN A.P. (Kyiv)

### Computation of an electromagnetic field in a

### cylindrical crystallizer of a multi-winding electromagnetic mixer of liquid metal

Description of magnetic fields distribution in a crystallizer of machines of continuous casting of billets depending on current load of an electromagnetic mixer is made.

## Information measuring systems in power engineering

VASILENKO A.D., MELNIK V.G., NOVIK A.I.,  
RUBANCHUK M.P. (Kyiv)

### Stabilization of sensitivity of differential conductive biosensor transformers

Compensation-bridge measuring circuits with an output signal amplitude balancing, in which it is possible to obtain a direct reading of active conductivity increase at a sequential circuit of a differential sensor impedance substitution are proposed.

MIKHAL A.A. (Kyiv)

### Method of half sections for linearity error control of precision thermometric bridges

A new method of linearity error control of transformer bridges of alternating current at the level of  $10^{-7}$  without use of standards of high accuracy is considered. Its hardware is proposed.

PRONZELEVA S.Yu. (Kyiv)

### Comparative analysis of static characteristics of precision sources of variable signals

Static sources of alternating current amplitude with multiplicative, additive and combined correction are presented. The considered sources can be used for creation of high-precision measuring devices based on a non-electric signal conversion into an electric one, which is proportional to a summable value. Such circuits can also be used in other pertinent arts, where it is necessary to provide stable voltage or current with small nonlinear distortions.