



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

№5
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

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

- ШИДЛОВСЬКА Н.А., САМОЙЛЕНКО В.Г., КРАВЧЕНКО О.П. Аналітичний метод дослідження нелінійних розрядних кіл..... 3
- РОЗОВ В.Ю., ПЕЛЕВИН Д.Е., РЕУЦКИЙ С.Ю. Оптимизация параметров систем компенсации стационарных искажений геомагнитного поля в помещениях 11

Перетворення параметрів електричної енергії

- OLESCHUK V., PRUDEAK R., SIZOV A., GRIVA G. Hybrid vehicle drive with synchronously modulated dual inverters_ 17

Електромеханічне перетворення енергії

- ПОДОЛЬЦЕВ А.Д., КОЗЫРСКИЙ В.В., ПЕТРЕНКО А.В. Анализ динамических процессов в однофазном магнитоэлектрическом линейном генераторе возвратно-поступательного движения 22

Електроенергетичні системи та устаткування

- КОСТЕРЕВ Н.В., ДЕНИСЮК П.Л., ЛИТВИНОВ В.В. Определение приоритетности способов повышения статической устойчивости узла нагрузки с асинхронными двигателями в условиях многокритериального выбора..... 31
- БОНДАРЕНКО В.Е., ЧЕРКАШИНА В.В., БАРАБАШОВ И.В., ЧЕРЕМИСИН Н.М., ЛИННИК Е.М. Анализ состояния и перспективы повышения эффективности передачи электроэнергии воздушными линиями переменного тока в Украине..... 37
- ДЕМОВ О.Д., ПАЛАМАРЧУК О.П. Коригування вхідних реактивних потужностей споживачів з урахуванням економічної стійкості 44

Електротехнологічні комплекси та системи

- ВАСЕЦКИЙ Ю.М., МАЗУРЕНКО И.Л. Геометрические параметры электромагнитных систем для высокочастотного индукционного нагрева металлических лент..... 47
- КАРЛОВ А.Н., КОНДРАТЕНКО И.П., РАЩЕПКИН А.П. Метод расчета электродинамических сил в цилиндрических кристаллизаторах под действием комбинированных бегущих полей..... 56

Інформаційно-вимірвальні системи в електроенергетиці

- МАЗМАНЯН Р.О. Спектральные характеристики упорядоченных выборок случайного некоррелированного сигнала..... 63
- БОРЩЕВ П.И., ОБОДОВСКИЙ В.Д. Коррекция методических погрешностей измерений параметров электроэнергетического оборудования на промышленной частоте 69
- НОВИК А.И., ЛЕВИЦКИЙ А.С., КЕСОВА Л.А., ЧЕРЕЗОВ Н.Н., ЛУКАШУК Г.Г. Емкостной пылемер для угольных котлов тепловых электростанций..... 75

Abstracts79

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

- SHYDLOVSKA N.A., SAMOILENKO V.G., KRAVCHENKO O.P. Analytical method of nonlinear discharge circuits research **3**
ROZOV V.Yu., PELEVIN D.E., REUTSKY S.Yu. Parameters optimization of the systems of stationary distortions compensation of a geomagnetic field in apartments **11**

Conversion of electric energy parameters

- OLESCHUK V., PRUDEAK R., SIZOV A., GRIVA G. Hybrid vehicle drive with synchronously modulated dual inverters **17**

Electromechanical energy conversion

- PODOLTSEV A.D., KOZYRSKY V.V., PETRENKO A.V. Analysis of dynamic processes in a single-phase electromagnetic linear generator of a reciprocal motion **22**

Electric power systems and installations

- KOSTEREV N.V., DENISJUK P.L., LITVINOV V.V. Determination of priority of methods of static stability increase of a load center with asynchronous motors in the conditions of multicriterion choice **31**
BONDARENKO V.E, TCHERKASHINA V.V., BARBASHOV I.V., TCHEREMISIN N.M., LINNIK E.M. Analysis of the state and prospects of increase of electric power transmission increase by air-lines of alternating current in Ukraine **37**
DEMOV O.D., PALAMARCHUK O.P. Adjustment of input reactive power of users taking into account economic stability **44**

Electrotechnological complexes and systems

- VASETSKY YU.M., MAZURENKO I.L. Geometrical parameters of electromagnetic systems for high-frequency induction heating of metallic tapes **47**
KARLOV A.N., KONDRATENKO I.P., RASCHEPKIN A.P. The method of electrodynamic forces computation in cylindrical crystallizers under the action of the combined traveling fields **56**

Information-measuring systems in power engineering

- MAZMANYAN R.O. Wavelength characteristics of the ordered samples of a random uncorrelated signal **63**
BORSCHEV P.I., OBODOVSKY V.D. Correction of procedure errors of parameters measurements of power equipment at commercial frequency **69**
NOVIK A.I., LEVITSKY A.S., KESOVA L.A., TCHEREZOV N.N., LUKASHUK G.G. A capacitive dust counter for coal boilers of thermoelectric power stations **75**

- Abstracts** **79**

Науковий редактор К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ
Редактор Т.І.МАЙБОРОДА

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 8 від 04.07.2009 р. Підписано до друку 19.08.2009. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 10,1. Тираж 300 прим. Зам. 37. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

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

УДК 621.3.011.74.005

Н.А.Шидловська, чл.-кор. НАН України (Ин-т електродинаміки НАН України, Київ),
В.Г.Самойленко, докт.фіз.-мат.наук (Нац. ун-т ім. Т.Шевченка, Київ), **О.П.Кравченко**, канд.техн.
 наук (Ин-т електродинаміки НАН України, Київ)

АНАЛІТИЧНИЙ МЕТОД ДОСЛІДЖЕННЯ НЕЛІНІЙНИХ РОЗРЯДНИХ КІЛ

Запропоновано алгоритм побудови наближеного розв'язку нелінійного диференціального рівняння, що описує процеси в нелінійному розрядному колі. Проаналізовано особливості перебігу процесів у колі в залежності від того, який з його елементів є нелінійним.

Предложен алгоритм построения приближенного решения нелинейного дифференциального уравнения, которое описывает процессы в нелинейной разрядной цепи. Проанализированы особенности процессов, происходящих в цепи, в зависимости от того, какой из элементов является нелинейным.

Вивчення нелінійних електричних кіл пов'язано з пошуком аналітичних методів, які можна застосувати для рішення відповідних задач [5], оскільки наявність нелінійності в електричному колі привносить суттєві особливості в перебіг процесів, що відбуваються [3,4].

Авторами розроблено оригінальний аналітичний метод, який викладено у статті [1]. Запропонований метод розрахунку процесів в слабо нелінійних коливальних колах з втратами ґрунтується на розкладанні розв'язків слабо нелінійної системи по розв'язках незбуреної (породжуючої) системи [1]. Основна перевага запропонованого методу полягає в тому, що завдяки спеціальній заміні змінних відбувається перехід від нелінійного рівняння другого порядку до системи лінійних диференціальних рівнянь першого порядку, що значно розширює клас задач, які можуть бути досліджені за його допомогою.

Метою даної роботи є аналіз особливостей поведінки струму та заряду в послідовному *RLC*-колі. Розглянуто три розрядних кола, в яких нелінійним почергово вважається один із елементів, а решта – лінійні.

При вивченні розрядних кіл з одним нелінійним елементом доводиться розв'язувати диференціальне рівняння, одержане за законом Кірхгофа,

$$\frac{d^2 q}{dt^2} + 2\delta \frac{dq}{dt} + \omega^2 q = \varepsilon F\left(q, \frac{dq}{dt}\right). \quad (1)$$

Тут $2\delta = R/L$, $\omega^2 = (LC)^{-1}$, q – величина заряду на конденсаторі, L – індуктивність, що відповідає лінійному випадку, C – ємність конденсатора, R – опір, ε – малий параметр.

Зазначимо, що вигляд нелінійної функції F в правій частині рівняння (1) визначається особливостями конкретного кола. Рівняння (1) описує затухаючий процес, оскільки характеристичні корені $\lambda_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega^2}$ незбуреного (при $\varepsilon = 0$) рівняння мають від'ємні дійсні частини.

Для побудови наближеного розв'язку рівняння (1) виконується заміна незалежної змінної

$$x_1 = q, \quad x_2 = dq/dt = \dot{x}_1, \quad (2)$$

і рівняння (1) зводиться до еквівалентної системи диференціальних рівнянь вигляду:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -2\delta \dot{x}_1 - \omega^2 x_1 + \varepsilon F(x_1, x_2) \end{cases} \quad (3)$$

яку можна записати наступним чином:

$$\dot{x} = \begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\omega^2 & -2\delta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \varepsilon F(x_1, x_2) \end{pmatrix}, \quad (4)$$

або

$$\dot{x} = Ax + \varepsilon f(x), \quad (5)$$

де $f(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ F(x_1, x_2) \end{pmatrix}$, $x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}$.

Виконаємо заміну змінних:

$$x = Sy, \quad S = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ \lambda_1 & \lambda_2 \end{pmatrix}, \quad y = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix}, \quad (6)$$

а саме $x_1 = y_1 + y_2$, $x_2 = \lambda_1 y_1 + \lambda_2 y_2$.

Тоді з урахуванням (6) рівняння (5) перетвориться до вигляду

$$\dot{x} = S\dot{y} = ASy + \varepsilon f(Sy), \quad (7)$$

звідки одержуємо систему рівнянь

$$\dot{y} = (S^{-1}AS)y + \varepsilon S^{-1}f(Sy), \quad (8)$$

де $S^{-1}AS = W = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{pmatrix}$.

Позначимо

$$\varepsilon H(y) = \begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix} \varepsilon S^{-1}F(Sx) = \begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix} \varepsilon S^{-1}F(y_1 + y_2, \lambda_1 y_1 + \lambda_2 y_2) = \begin{pmatrix} \varepsilon H_1(y) \\ \varepsilon H_2(y) \end{pmatrix}.$$

Таким чином, система рівнянь, що описує розрядний контур, має вигляд $\dot{y} = Wy + \varepsilon H(y)$

або

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = \lambda_1 y_1 - \varepsilon H(y_1, y_2) \\ \dot{y}_2 = \lambda_2 y_2 + \varepsilon H(y_1, y_2) \end{cases} \quad (9)$$

Тут $H(y)$ залежить від типу нелінійності в колі і буде наведено нижче.

Розв'язок системи (9) будемо шукати у вигляді

$$y = \varphi(t, z) = \begin{pmatrix} U(t, z) \\ V(t, z) \end{pmatrix}, \quad z = \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \end{pmatrix}, \quad (10)$$

де z – нова невідома вектор-функція змінної t .

Функції $U(t, z)$ та $V(t, z)$ зобразимо наступним чином:

$$U(t, z) = u_{10}z_1 + u_{01}z_2 + u_{20}z_1^2 + u_{11}z_1z_2 + u_{02}z_2^2 + u_{30}z_1^3 + u_{21}z_1^2z_2 + u_{12}z_1z_2^2 + u_{03}z_2^3 + \dots, \quad (11)$$

$$V(t, z) = v_{10}z_1 + v_{01}z_2 + v_{20}z_1^2 + v_{11}z_1z_2 + v_{02}z_2^2 + v_{30}z_1^3 + v_{21}z_1^2z_2 + v_{12}z_1z_2^2 + v_{03}z_2^3 + \dots, \quad (12)$$

де $u_{10}, v_{10}, \dots, u_{03}, v_{03}, \dots$ – деякі невідомі функції, залежні від змінної t , явний вигляд яких визначається рекурентним чином.

Враховуючи те, що

$$\frac{dy}{dt} = \frac{d\varphi}{dt} = \frac{\partial \varphi}{\partial t} + \frac{\partial \varphi}{\partial z} \frac{dz}{dt}, \quad (13)$$

де $\frac{\partial \varphi}{\partial z} = \begin{pmatrix} \frac{\partial U}{\partial z_1} & \frac{\partial U}{\partial z_2} \\ \frac{\partial V}{\partial z_1} & \frac{\partial V}{\partial z_2} \end{pmatrix}$, система рівнянь (9) перетвориться до вигляду

$$\frac{\partial \varphi}{\partial t} + \frac{\partial \varphi}{\partial z} \dot{z} = W\varphi + \varepsilon H(\varphi). \quad (14)$$

Беручи до уваги умову $\det \left(\frac{\partial \varphi}{\partial z} \right) \neq 0$, невідомі функції $U(t, z), V(t, z)$ будемо визначати так, щоб виконувалась рівність

$$\frac{\partial \varphi}{\partial t} = W\varphi - \frac{\partial \varphi}{\partial z} Wz + \varepsilon H(\varphi). \quad (15)$$

Зауважимо, що співвідношення (15) забезпечують можливість зведення системи (9) до лінійної системи $\dot{z} = Wz$, загальний розв'язок якої має вигляд

$$z_1 = C_1 e^{\lambda_1 t}, \quad z_2 = C_2 e^{\lambda_2 t}, \quad (16)$$

де C_1, C_2 – сталі інтегрування, які визначаються з відповідних початкових умов.

Враховуючи вирази (11) і те, що

$$\frac{\partial \varphi}{\partial t} = \begin{pmatrix} \frac{\partial U}{\partial t} \\ \frac{\partial V}{\partial t} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{du_{10}}{dt} z_1 + \frac{du_{01}}{dt} z_2 + \frac{du_{20}}{dt} z_1^2 + \frac{du_{11}}{dt} z_1 z_2 + \frac{du_{02}}{dt} z_2^2 + \dots \\ \frac{dv_{10}}{dt} z_1 + \frac{dv_{01}}{dt} z_2 + \frac{dv_{20}}{dt} z_1^2 + \frac{dv_{11}}{dt} z_1 z_2 + \frac{dv_{02}}{dt} z_2^2 + \dots \end{pmatrix}, \quad (17)$$

рівняння системи (15) набудуть наступного вигляду:

$$\begin{aligned} & \frac{du_{10}}{dt} z_1 + \frac{du_{01}}{dt} z_2 + \frac{du_{20}}{dt} z_1^2 + \frac{du_{11}}{dt} z_1 z_2 + \frac{du_{02}}{dt} z_2^2 + \frac{du_{30}}{dt} z_1^3 + \frac{du_{21}}{dt} z_1^2 z_2 + \frac{du_{22}}{dt} z_1 z_2^2 + \frac{du_{03}}{dt} z_2^3 = \\ & = (\lambda_1 - \lambda_2) u_{01} z_2 + \lambda_1 (u_{21} - 2u_{20}) z_1^2 - \lambda_2 u_{11} z_1 z_2 + (\lambda_1 - 2\lambda_2) u_{02} z_2^2 - 2\lambda_1 u_{30} z_1^3 - \\ & \quad - (\lambda_1 + \lambda_2) u_{21} z_1^2 z_2 - 2\lambda_2 u_{12} z_1 z_2^2 + (\lambda_1 - 3\lambda_2) u_{03} z_2^3 + \varepsilon H_1(y), \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} & \frac{dv_{11}}{dt} z_1 + \frac{dv_{12}}{dt} z_2 + \frac{dv_{21}}{dt} z_1^2 + \frac{dv_{22}}{dt} z_1 z_2 + \frac{dv_{23}}{dt} z_2^2 + \frac{dv_{31}}{dt} z_1^3 + \frac{dv_{32}}{dt} z_1^2 z_2 + \frac{dv_{33}}{dt} z_1 z_2^2 + \frac{dv_{34}}{dt} z_2^3 = \\ & = (\lambda_2 - \lambda_1) v_{10} z_1 + (\lambda_2 - 2\lambda_1) v_{20} z_1^2 - \lambda_1 v_{11} z_1 z_2 - \lambda_2 v_{02} z_2^2 + (\lambda_2 - 3\lambda_1) v_{30} z_1^3 - 2\lambda_1 v_{21} z_1^2 z_2 - \\ & \quad - (\lambda_1 + \lambda_2) v_{12} z_1 z_2^2 - 2\lambda_2 v_{03} z_2^3 + \varepsilon H_2(y). \end{aligned} \quad (19)$$

де $H_1(y)$ та $H_2(y)$ відповідно залежать від типу і вигляду характеристики нелінійного елемента і мають бути записані з урахуванням (10), (11).

Невідомі функції $u_{10}, u_{01}, v_{10}, v_{01}, u_{20}, u_{11}, u_{02}, v_{20}, v_{11}, v_{02}, \dots$ визначаються з рівнянь, які отримують з (18), (19) шляхом прирівнювання коефіцієнтів при однакових степенях z_1, z_2 в лівій і правій частинах співвідношень (18), (19).

Необхідно відзначити, що функції $u_{10}, v_{10}, \dots, u_{03}, v_{03}$ набувають однакового вигляду значення для послідовного RLC -кола незалежно від того, який з елементів є нелінійним, і визначаються як частинні розв'язки системи диференціальних рівнянь (18), (19)

$$u_{10} = 1, u_{01} = 0, v_{10} = 0, v_{01} = 1, \quad u_{20} = u_{11} = u_{02} = 0, \quad v_{20} = v_{11} = v_{02} = 0. \quad (20)$$

Подальший аналіз проведемо з урахуванням особливостей нелінійних елементів і знайдемо наближені розв'язки системи (9) для кожного виду нелінійного розрядного кола.

1. Для кола, що містить **нелінійну індуктивність** з феромагнітним осердям, що описується співвідношенням [5]

$$\psi = L \frac{dq}{dt} - \varepsilon \left(\frac{dq}{dt} \right)^3, \quad (21)$$

з урахуванням закону Кірхгофа можна записати

$$\frac{d^2 q}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dq}{dt} + \frac{q}{LC} = -\varepsilon \frac{3}{L} \left[\frac{R}{L} \left(\frac{dq}{dt} \right)^3 + \frac{q}{LC} \left(\frac{dq}{dt} \right)^2 \right]. \quad (22)$$

Застосуємо для такого кола описану вище методику. Функції $H_1(y)$ та $H_2(y)$ при такому типі нелінійної залежності набувають вигляду відповідно:

$$\begin{aligned} H_1(y) = & \frac{r}{\lambda_1 - \lambda_2} \left\{ (\lambda_1 u_{10} + \lambda_2 v_{10})^2 (\lambda_1^2 u_{10} + \lambda_2^2 v_{10}) z_1^3 + (\lambda_1 u_{01} + \lambda_2 v_{01})^2 (\lambda_1^2 u_{01} + \lambda_2^2 v_{01}) z_2^3 + \right. \\ & + (\lambda_1 u_{10} + \lambda_2 v_{10}) z_1^2 z_2 \left[3\lambda_1^3 u_{10} u_{01} + 3\lambda_2^3 v_{10} v_{01} + \lambda_1 \lambda_2 (\lambda_2 + 2\lambda_1) u_{10} v_{01} + \right. \\ & + \lambda_1 \lambda_2 (\lambda_1 + 2\lambda_2) v_{10} u_{01} \left. \right] + (\lambda_1 u_{01} + \lambda_2 v_{01}) z_1 z_2^2 \left[3\lambda_1^3 u_{10} u_{01} + 3\lambda_2^3 v_{10} v_{01} + \right. \\ & \left. \left. + \lambda_1 \lambda_2 (\lambda_1 + 2\lambda_2) u_{10} v_{01} + \lambda_1 \lambda_2 (\lambda_2 + 2\lambda_1) v_{10} u_{01} \right] \right\}, \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} H_2(y) = & \frac{-r}{\lambda_1 - \lambda_2} \left\{ (\lambda_1 u_{10} + \lambda_2 v_{10})^2 (\lambda_1^2 u_{10} + \lambda_2^2 v_{10}) z_1^3 + (\lambda_1 u_{01} + \lambda_2 v_{01})^2 (\lambda_1^2 u_{01} + \lambda_2^2 v_{01}) z_2^3 + \right. \\ & + (\lambda_1 u_{10} + \lambda_2 v_{10}) z_1^2 z_2 \left[3\lambda_1^3 u_{10} u_{01} + 3\lambda_2^3 v_{10} v_{01} + \lambda_1 \lambda_2 (\lambda_2 + 2\lambda_1) u_{10} v_{01} + \right. \\ & + \lambda_1 \lambda_2 (\lambda_1 + 2\lambda_2) v_{10} u_{01} \left. \right] + (\lambda_1 u_{01} + \lambda_2 v_{01}) z_1 z_2^2 \left[3\lambda_1^3 u_{10} u_{01} + 3\lambda_2^3 v_{10} v_{01} + \right. \\ & \left. \left. + \lambda_1 \lambda_2 (\lambda_2 + 2\lambda_1) v_{10} u_{01} + \lambda_1 \lambda_2 (\lambda_1 + 2\lambda_2) u_{10} v_{01} \right] \right\}. \end{aligned}$$

Функції u_{03}, v_{03}, \dots визначимо як частинні розв'язки системи диференціальних рівнянь (18), (19)

$$\begin{aligned} u_{30} &= \frac{\varepsilon r \lambda_1^3}{2(\lambda_1 - \lambda_2)}, & v_{30} &= \frac{\varepsilon r \lambda_1^4}{(\lambda_1 - \lambda_2)(\lambda_2 - 3\lambda_1)}, \\ u_{21} &= \frac{\varepsilon r \lambda_1^2 \lambda_2}{\lambda_1^2 - \lambda_2^2} (\lambda_2 + 2\lambda_1), & v_{21} &= -\frac{\varepsilon r \lambda_1 \lambda_2}{2(\lambda_1 - \lambda_2)} (\lambda_2 + 2\lambda_1), \\ u_{12} &= \frac{\varepsilon r \lambda_1 \lambda_2}{2(\lambda_1 - \lambda_2)} (\lambda_1 + 2\lambda_2), & v_{12} &= -\frac{\varepsilon r \lambda_1 \lambda_2^2}{\lambda_1^2 - \lambda_2^2} (\lambda_1 + 2\lambda_2), \\ u_{03} &= -\frac{\varepsilon r \lambda_2^4}{(\lambda_1 - \lambda_2)(\lambda_1 - 3\lambda_2)}, & v_{03} &= -\frac{\varepsilon r \lambda_2^3}{2(\lambda_1 - \lambda_2)}. \end{aligned} \quad (24)$$

Таким чином, підставляючи отримані вище значення функцій $u_{10}, v_{10}, \dots, u_{03}, v_{03}, \dots$ в (11) та враховуючи заміни (6) і (2), одержимо формули для наближеного розв'язку рівняння (21)

$$q = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t} - \varepsilon \frac{r \lambda_1^3 C_1^3 e^{3\lambda_1 t}}{2(\lambda_2 - 3\lambda_1)} - \varepsilon \frac{r \lambda_2^3 C_2^3 e^{3\lambda_2 t}}{2(\lambda_1 - 3\lambda_2)} +$$

$$+ \varepsilon \frac{r \lambda_1 \lambda_2 (\lambda_1 + 2\lambda_2)}{2(\lambda_1 + \lambda_2)} C_1 C_2^2 e^{(\lambda_1 + 2\lambda_2)t} + \varepsilon \frac{r \lambda_1 \lambda_2 (\lambda_2 + 2\lambda_1) C_1^2 C_2 e^{(2\lambda_1 + \lambda_2)t}}{2(\lambda_1 + \lambda_2)}, \quad (25)$$

$$\frac{dq}{dt} = \lambda_1 C_1 e^{\lambda_1 t} + \lambda_2 C_2 e^{\lambda_2 t} - \varepsilon \frac{3r \lambda_1^4 C_1^3 e^{3\lambda_1 t}}{2(\lambda_2 - 3\lambda_1)} - \varepsilon \frac{3r \lambda_2^4 C_2^3 e^{3\lambda_2 t}}{2(\lambda_1 - 3\lambda_2)} -$$

$$+ \varepsilon \frac{r \lambda_1 \lambda_2 (\lambda_1 + 2\lambda_2)^2}{2(\lambda_1 + \lambda_2)} C_1 C_2^2 e^{(\lambda_1 + 2\lambda_2)t} + \varepsilon \frac{r \lambda_1 \lambda_2 (\lambda_2 + 2\lambda_1)^2 C_1^2 C_2 e^{(2\lambda_1 + \lambda_2)t}}{2(\lambda_1 + \lambda_2)}. \quad (26)$$

Сталі інтегрування C_1, C_2 визначаються з початкових умов

$$q|_{t=0} = Q, \quad \left. \frac{dq}{dt} \right|_{t=0} = 0 \quad (27)$$

і мають вигляд

$$C_1 = -\frac{\lambda_2 Q}{\lambda_1 - \lambda_2} + \varepsilon \frac{r \lambda_1^3 \lambda_2^2 Q^3}{(\lambda_1 - \lambda_2)^4} \left\{ \frac{\lambda_2^2}{\lambda_1 - 3\lambda_2} + \frac{\lambda_1^2 + \lambda_2^2}{2(\lambda_1 + \lambda_2)} \right\},$$

$$C_2 = \frac{\lambda_1 Q}{\lambda_1 - \lambda_2} + \varepsilon \frac{r \lambda_1^2 \lambda_2^3 Q^3}{(\lambda_1 - \lambda_2)^4} \left\{ \frac{\lambda_1^2}{\lambda_2 - 3\lambda_1} + \frac{\lambda_1^2 + \lambda_2^2}{2(\lambda_1 + \lambda_2)} \right\}.$$

2. У випадку розряду *нелінійного конденсатора* з сегнетодіелектриком, кулон-вольтна характеристика якого має вигляд [5]

$$u_C = q/C + d_3 q^3, \quad d_3 = \varepsilon - \text{малий параметр}, \quad (28)$$

процеси у колі описуються рівнянням:

$$\frac{d^2 q}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dq}{dt} + \frac{q}{LC} + \frac{d_3}{L} q^3 = 0. \quad (29)$$

Введемо додаткові позначення

$$k = 1/L. \quad (30)$$

Використовуючи описану вище методику з урахуванням (30), рівняння (29) можна звести до системи рівнянь (18) і (19), у яких $H(y)$ має вигляд

$$\begin{pmatrix} H_1(y) \\ H_2(y) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix} H(y),$$

$$H(y) = \frac{k}{\lambda_1 - \lambda_2} \left\{ (u_{10} + v_{10})^3 z_1^3 + 3(u_{10} + v_{10})^2 (u_{01} + v_{01}) z_1^2 z_2 + \right.$$

$$\left. + 3(u_{10} + v_{10})(u_{01} + v_{01})^2 z_1 z_2^2 + (u_{01} + v_{01})^3 z_2^3 \right\}. \quad (31)$$

Частинними розв'язками цих диференціальних рівнянь є функції

$$\begin{aligned}
u_{30} &= -\frac{\varepsilon k}{2\lambda_1(\lambda_1 - \lambda_2)}, & v_{30} &= -\frac{\varepsilon k}{(\lambda_1 - \lambda_2)(\lambda_2 - 3\lambda_1)}, \\
u_{21} &= -\frac{3\varepsilon k}{\lambda_1^2 - \lambda_2^2}, & v_{21} &= \frac{3\varepsilon k}{2\lambda_1(\lambda_1 - \lambda_2)}, \\
u_{12} &= -\frac{3\varepsilon k}{2\lambda_2(\lambda_1 - \lambda_2)}, & v_{12} &= \frac{3\varepsilon k}{\lambda_1^2 - \lambda_2^2}, \\
u_{03} &= \frac{\varepsilon k}{(\lambda_1 - \lambda_2)(\lambda_1 - 3\lambda_2)}, & v_{03} &= \frac{\varepsilon k}{2\lambda_2(\lambda_1 - \lambda_2)}.
\end{aligned} \tag{32}$$

Підставляючи отримані значення функцій $u_{10}, v_{10}, \dots, u_{03}, v_{03}, \dots$ (20), (32) в (11) та враховуючи заміни (2) та (6), одержимо

$$\begin{aligned}
q &= C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t} + \varepsilon \frac{kC_1^3 e^{3\lambda_1 t}}{2\lambda_1(\lambda_2 - 3\lambda_1)} + \varepsilon \frac{kC_2^3 e^{3\lambda_2 t}}{2\lambda_2(\lambda_1 - 3\lambda_2)} - \varepsilon \frac{3kC_1 C_2^2 e^{(\lambda_1 + 2\lambda_2)t}}{2\lambda_2(\lambda_1 + \lambda_2)} - \varepsilon \frac{3kC_1^2 C_2 e^{(2\lambda_1 + \lambda_2)t}}{2\lambda_1(\lambda_1 + \lambda_2)}, \\
\frac{dq}{dt} &= \lambda_1 C_1 e^{\lambda_1 t} + \lambda_2 C_2 e^{\lambda_2 t} + \varepsilon \frac{3kC_1^3 e^{3\lambda_1 t}}{2(\lambda_2 - 3\lambda_1)} + \varepsilon \frac{3kC_2^3 e^{3\lambda_2 t}}{2(\lambda_1 - 3\lambda_2)} - \\
&- \varepsilon \frac{3k(\lambda_1 + 2\lambda_2)C_1 C_2^2}{2\lambda_2(\lambda_1 + \lambda_2)} e^{(\lambda_1 + 2\lambda_2)t} - \varepsilon \frac{3k(2\lambda_1 + \lambda_2)C_1^2 C_2}{2\lambda_1(\lambda_1 + \lambda_2)} e^{(2\lambda_1 + \lambda_2)t}.
\end{aligned} \tag{33}$$

З урахуванням початкових умов (27) сталі інтегрування мають вигляд:

$$\begin{aligned}
C_1 &= -\frac{\lambda_2 Q}{\lambda_1 - \lambda_2} - \varepsilon \frac{kQ^3}{2(\lambda_1 - \lambda_2)^4} \left\{ 3\lambda_1^2 + \frac{\lambda_2^3}{\lambda_1} + \frac{2\lambda_1^3}{\lambda_1 - 3\lambda_2} - \frac{6\lambda_1 \lambda_2^2}{\lambda_1 + \lambda_2} \right\}, \\
C_2 &= \frac{\lambda_1 Q}{\lambda_1 - \lambda_2} - \varepsilon \frac{kQ^3}{2(\lambda_1 - \lambda_2)^4} \left\{ 3\lambda_2^2 + \frac{\lambda_1^3}{\lambda_2} + \frac{2\lambda_2^3}{\lambda_2 - 3\lambda_1} - \frac{6\lambda_1^2 \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} \right\}.
\end{aligned}$$

3. **Нелінійність активного опору**, як правило, (коли нелінійність не лежить в основі функціонування пристрою) описується співвідношенням [2]

$$R = R_0(1 + \varepsilon i^2). \tag{34}$$

З урахуванням рівняння Кірхгофа для послідовного RLC-кола з нелінійним опором можна записати:

$$\frac{d^2 q}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{dq}{dt} + \frac{q}{LC} + \varepsilon \frac{R}{L} \left(\frac{dq}{dt} \right)^3 = 0. \tag{35}$$

Використовуючи описану вище методику, рівняння (35) можна звести до системи рівнянь (18), (19), де $H(y)$ описується співвідношенням

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} H_1(y) \\ H_2(y) \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -1 \\ 1 \end{pmatrix} H(y), \\
H(y) &= -\frac{2\delta}{\lambda_1 - \lambda_2} \left\{ (\lambda_1 u_{10} + \lambda_2 v_{10})^3 z_1^3 + 3(\lambda_1 u_{10} + \lambda_2 v_{10})^2 (\lambda_1 u_{01} + \lambda_2 v_{01}) z_1^2 z_2 + \right. \\
&\quad \left. + 3(\lambda_1 u_{10} + \lambda_2 v_{10}) (\lambda_1 u_{01} + \lambda_2 v_{01})^2 z_1 z_2^2 + (\lambda_1 u_{01} + \lambda_2 v_{01})^3 z_2^3 \right\},
\end{aligned} \tag{36}$$

а функції $u_{30}, v_{30}, \dots, u_{03}, v_{03}, \dots$ мають вигляд

$$u_{30} = -\frac{\varepsilon \delta \lambda_1^2}{\lambda_1 - \lambda_2}, \quad v_{30} = -\frac{2\varepsilon \delta \lambda_1^3}{(\lambda_1 - \lambda_2)(\lambda_2 - 3\lambda_1)}, \quad u_{21} = -\frac{6\varepsilon \delta \lambda_1^2 \lambda_2}{\lambda_1^2 - \lambda_2^2}, \quad v_{21} = \frac{3\varepsilon \delta \lambda_1 \lambda_2}{\lambda_1 - \lambda_2}, \quad (37)$$

$$u_{12} = -\frac{3\varepsilon \delta \lambda_1 \lambda_2}{\lambda_1 - \lambda_2}, \quad v_{12} = \frac{6\varepsilon \delta \lambda_1 \lambda_2^2}{\lambda_1^2 - \lambda_2^2}, \quad u_{03} = \frac{2\varepsilon \delta \lambda_2^3}{(\lambda_1 - \lambda_2)(\lambda_1 - 3\lambda_2)}, \quad v_{03} = \frac{\varepsilon \delta \lambda_2^2}{\lambda_1 - \lambda_2}.$$

Тоді, аналогічно з попереднім випадком, підставляючи (20) і (37) в (10) і (11) та враховуючи заміни (2) і (6), маємо

$$q = C_1 e^{\lambda_1 t} + C_2 e^{\lambda_2 t} + \varepsilon \frac{\delta \lambda_1^2 C_1^3 e^{3\lambda_1 t}}{\lambda_2 - 3\lambda_1} + \varepsilon \frac{\delta \lambda_2^2 C_2^3 e^{3\lambda_2 t}}{\lambda_1 - 3\lambda_2} - \varepsilon \frac{3\delta \lambda_1 \lambda_2 C_1 C_2^2 e^{(\lambda_1 + 2\lambda_2)t}}{\lambda_1 + \lambda_2} - \varepsilon \frac{3\delta \lambda_1 \lambda_2 C_1^2 C_2 e^{(2\lambda_1 + \lambda_2)t}}{\lambda_1 + \lambda_2}; \quad (38)$$

$$\frac{dq}{dt} = \lambda_1 C_1 e^{\lambda_1 t} + \lambda_2 C_2 e^{\lambda_2 t} + \varepsilon \frac{3\delta \lambda_1^3 C_1^3 e^{3\lambda_1 t}}{\lambda_2 - 3\lambda_1} + \varepsilon \frac{3\lambda_2^3 C_2^3 e^{3\lambda_2 t}}{\lambda_1 - 3\lambda_2} - \varepsilon \frac{3\delta \lambda_1 \lambda_2 (\lambda_1 + 2\lambda_2) C_1 C_2^2 e^{(\lambda_1 + 2\lambda_2)t}}{\lambda_1 + \lambda_2} - \varepsilon \frac{3\delta \lambda_1 \lambda_2 (2\lambda_1 + \lambda_2) C_1^2 C_2 e^{(2\lambda_1 + \lambda_2)t}}{\lambda_1 + \lambda_2}. \quad (39)$$

Сталі інтегрування для рівнянь (38), (39) знаходимо з початкових умов (27)

$$C_1 = -\frac{\lambda_2 Q}{\lambda_1 - \lambda_2} - \varepsilon \frac{3\delta \lambda_1^2 \lambda_2^2 Q^3}{(\lambda_1^2 - \lambda_2^2)(\lambda_1 - 3\lambda_2)}, \quad C_2 = \frac{\lambda_1 Q}{\lambda_1 - \lambda_2} - \varepsilon \frac{3\delta \lambda_1^2 \lambda_2^2 Q^3}{(\lambda_1^2 - \lambda_2^2)(\lambda_2 - 3\lambda_1)}.$$

Для порівняння впливу нелінійностей різних елементів кола на процеси в ньому побудовано графіки залежностей струму від часу (рис.1–3). Величина малого параметру нелінійних характеристик вибиралась виходячи із співвідношення між лінійною та нелінійною складовими

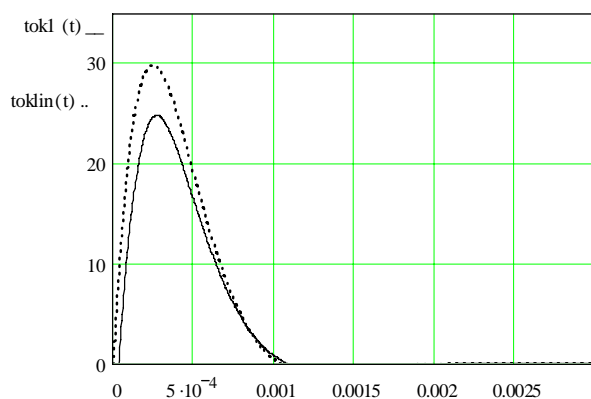


Рис. 1

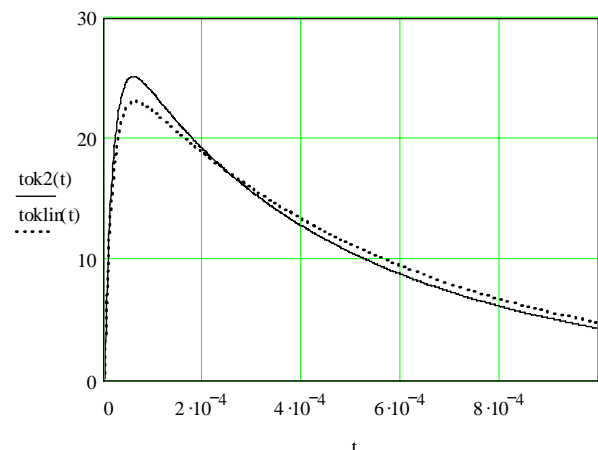


Рис. 2

$k = \frac{R_n}{R_l} = \frac{\psi_n}{\psi_l} = \frac{Q_n}{Q_l} = 0,09$. На всіх графіках неперервною лінією відображено струм у нелінійному колі, пунктирною – у лінійному. При нелінійній індуктивності (рис.1) нелінійність призводить до зменшення екстремуму струму та уповільнення його спаду, на що вказує перетин спадаючих частин

характеристик. Крім того, крутизна наростання характеристик для лінійного випадку значно більша порівняно з нелінійним випадком.

У випадку присутньої у колі нелінійної ємності (рис. 2) нелінійність навпаки збільшує максимум струму порівняно з лінійним випадком, та прискорює його спадання (на графіку наявна точка перетину його характеристик), при цьому крутизна наростання струму у нелінійному випадку більша.

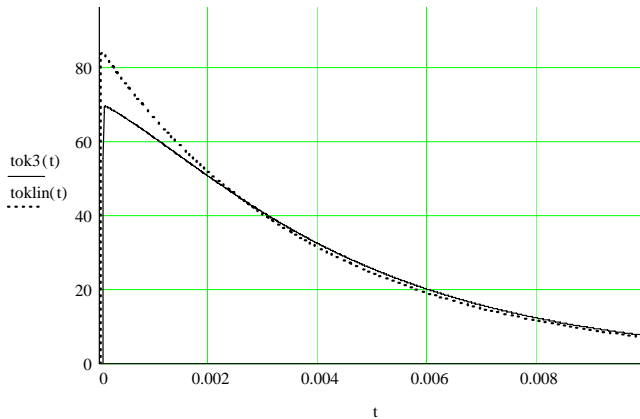


Рис. 3

в залежності від того, який з його елементів нелінійний.

Рис. 3 демонструє процеси у колі при наявності нелінійного опору. Як і у випадку нелінійної індуктивності, нелінійність призводить до завищення екстремуму струму, зменшення крутизни його наростання та незначного зниження швидкості його спадання. Зазначимо, що для всіх трьох випадків момент настання екстремумів фактично співпадає.

Висновки. Таким чином, за допомогою оригінального аналітичного методу проаналізовано кола розряду конденсатора на індуктивно-активне навантаження при по черговій нелінійності усіх елементів кола за умови лінійності останніх. На графіках, що побудовані на основі одержаних розрахунків, наочно показано поведінку струму у колі

1. Потороча В.В., Кравченко О.П., Самойленко В.Г., Шидловська Н.А. Побудова наближених розв'язків слабо збурених диференціальних рівнянь теорії нелінійних електричних кіл // В зб.: Крайові задачі для диференціальних рівнянь. – Чернівці, 2006. – №14. – С.168–175.

2. Филиппов Е. Нелинейная электротехника. – М.: Энергия, 1976. – 496 с.

3. Шидловська Н.А., Кравченко О.П. Аналіз помилки, що виникає в разі заміни нелінійної індуктивності лінійною при резонансі напруг // Праці Ін-ту електродинаміки НАН України. Електроенергетика. – 2005. – №3(12). – С. 3–8.

4. Шидловська Н.А., Кравченко О.П., Самойленко О.П. Дослідження процесів в нелінійних коливальних колах за допомогою методу усереднення Боголюбова // Техн. електродинаміка. – 2008. – № 1. – С. 3–7.

5. Шидловська Н.А., Самойленко В.Г. Про деякі задачі нелінійної електротехніки і математичні методи їх дослідження // Техн. електродинаміка. – 2008. – №5. – С.3–11.

6. Шидловська Н.А., Кравченко О.П., Самойленко В.Г., Кучерява І.М. Порівняльний аналіз аналітичного та чисельного методів розрахунку процесів у нелінійному електричному колі // Техн. електродинаміка. – 2009. – №1. – С. 3–6.

Надійшла 14.04.09

В.Ю.Розов, чл.-корр. НАН Украины, Д.Е.Пелевин, С.Ю.Реуцкий, канд.техн.наук (НТИЦ магнетизма технических объектов НАН Украины, Харьков)

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ СИСТЕМ КОМПЕНСАЦИИ СТАЦИОНАРНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ГЕОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ПОМЕЩЕНИЯХ

Предложен метод оптимизации параметров простейших однокомпонентных систем компенсации биотропных искажений геомагнитного поля по критерию максимума эффективности компенсации в рабочем пространстве оперативного персонала, основанный на алгоритме Левенберга-Маркварда.

Запропоновано метод оптимізації параметрів найпростіших однокомпонентних систем компенсації біотропних спотворень геомагнітного поля за критерієм максимуму ефективності компенсації в робочому просторі оперативного персоналу, що ґрунтується на алгоритмі Левенберга-Маркварда.

Введение. В настоящее время все более актуальной становится проблема защиты оперативного персонала от негативного действия биотропных искажений естественного геомагнитного поля (ГМП) [4,6], в том числе ослабления ГМП [3]. Решение этой проблемы может быть осуществлено путем нормализации ГМП в рабочем пространстве персонала за счет компенсации искажений ГМП с помощью специальных систем компенсации (СК) [3]. Однако, для общего случая такие СК являются достаточно сложными устройствами с мультикомпонентной пространственной структурой [2], что усложняет их практическое применение.

Упрощение СК при сохранении их эффективности может быть осуществлено в случае компенсации только отдельных составляющих искажений [1], являющихся главными для конкретного объекта. Как следует из результатов выполненных авторами экспериментальных исследований [3], главной составляющей искажений ГМП для большого количества помещений, в том числе помещений диспетчерских пунктов электростанций, является ослабление ГМП за счет его магнитоэкранирования размещенными вблизи помещения протяженными ферромагнитными строительными и технологическими конструкциями. Экспериментальные значения типичного распределения исходного уровня искажения ГМП на диспетчерском пункте тепловой электростанции (в % от ГМП) на высоте 1,5 м от пола показаны на рис. 1, а.

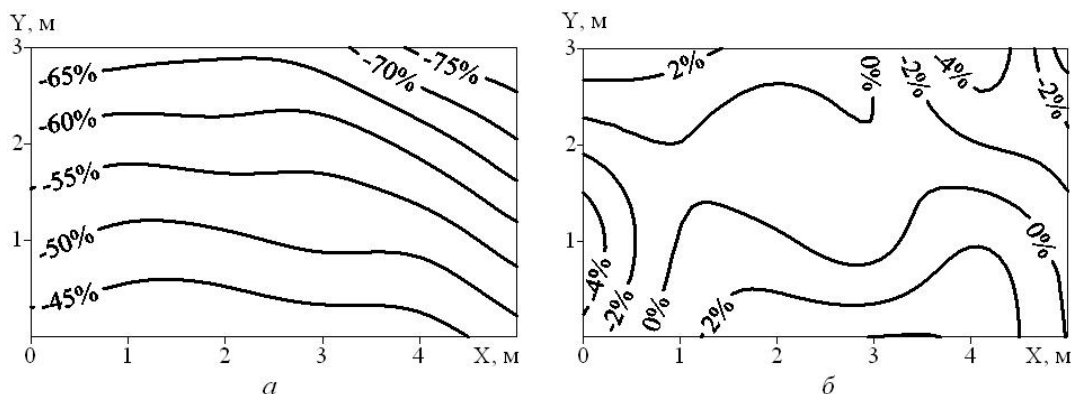


Рис. 1

Рассматриваемые искажения являются стационарными и имеют малоградиентный характер, что позволяет осуществлять их компенсацию простейшей однокомпонентной СК. Такая СК (рис. 2) содержит задающее устройство (ЗУ) формирования тока I_w компенсационной обмотки (КО), охватывающей рабочую зону помещения, а также источник питания (ИП) КО, выполняющий функцию усилителя-стабилизатора тока.

При синтезе однокомпонентных СК (рис. 2) возникает задача оптимизации их параметров (величины ампер-витков компенсационной обмотки и ее пространственной ориентации относительно горизонтальной плоскости нормирования допустимого уровня искажений) по критерию максимума эффективности компенсации ($E_{СК}$) [2]

$$E_{СК} = \max_{i=1, \dots, N} \frac{|\vec{B}_{Ii}|}{|\vec{B}_{Ki} + \vec{B}_{Ii}|} \approx \max_{i=1, \dots, N} \frac{|\vec{B}_{изми}| - |\vec{B}_{ГМП}|}{|\vec{B}_{Ki} + \vec{B}_{изми}| - |\vec{B}_{ГМП}|}, \quad (1)$$

где \vec{B}_{Ii} – индукция искажений ГМП; \vec{B}_{Ki} – индукция компенсационного магнитного поля; $\vec{B}_{ГМП}$ – индукция ГМП; $\vec{B}_{изми}$ – индукция измеренного магнитного поля; i – координаты точки (x, y, z) на горизонтальной плоскости нормирования; N – число точек измерения.

Решению этой задачи и посвящена настоящая работа.

Метод оптимизации системы компенсации. В данном разделе мы предложим метод оптимизации СК (рис. 2) на основе ее математической модели, содержащей несколько свободных параметров, наличие которых позволяет оптимизировать параметры СК. Будет также введена целевая функция, минимизация которой определяет оптимальные значения параметров СК, а также предложен алгоритм оптимизации. Анализ проводим при предположении об идеальности ИП.

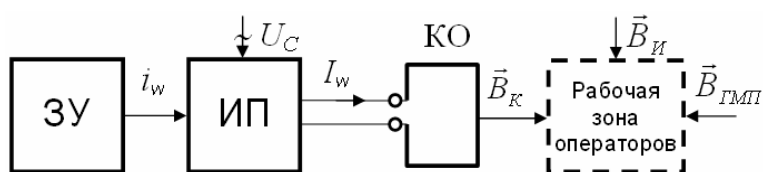


Рис. 2

Предположим, что точки, в которых производится измерение и нормирование магнитного поля, расположены в горизонтальной плоскости F рабочего пространства помещения (рис. 3). Тогда компоненты индукции магнитного поля КО, выполненной в виде прямоугольного витка с током I_w , расположенного параллельно плоскости XY ($A'E'D'C'$), составят

$$\begin{aligned} B_x &= q_1 f_x(a, b, c, x, y, z), \\ B_y &= q_1 f_y(a, b, c, x, y, z), \\ B_z &= q_1 f_z(a, b, c, x, y, z), \end{aligned} \quad (2)$$

где f_x, f_y, f_z – функционалы, выражение которых можно определить на основе известных формул для расчета индукции магнитного поля тонкого прямоугольного проводника с током (например, приведенных в [5] на с.108); a, b – половина сторон прямоугольной КО; c – расстояние от КО до начала координат; x, y, z – координаты точки на горизонтальной плоскости нормирования F .

В формулах (2) для удобства, введен варьируемый параметр

$$q_1 = 0.25 \mu_0 I_w / \pi. \quad (3)$$

Еще один свободный параметр q_2 можно ввести, если допустить варьирование расстояния плоскости КО от плоскости измерений F ($z=0$). В этом случае заменяем в формулах (2) постоянную величину с неизвестным параметром q_2

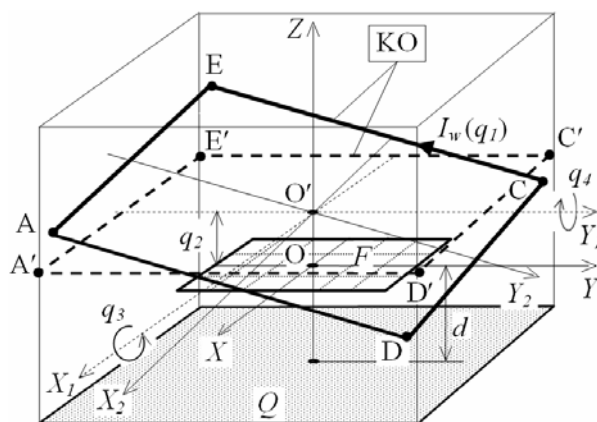


Рис. 3

$$\begin{aligned}
B_x &= q_1 f_x(a, b, q_2, x, y, z), \\
B_y &= q_1 f_y(a, b, q_2, x, y, z), \\
B_z &= q_1 f_z(a, b, q_2, x, y, z).
\end{aligned}
\tag{4}$$

Два дополнительных свободных параметра для оптимизации параметров СК мы вводим, допуская возможность вращения КО вокруг двух, проходящих через центр $O'(0,0,q_2)$ осей, параллельных осям OX и OY (рис. 3). Обозначим эти углы q_3 и q_4 соответственно и запишем в точке (x, y, z) компоненты вектора индукции магнитного поля (B_x, B_y, B_z) КО как функции четырех параметров q_1, q_2, q_3, q_4 .

Переместим начало координат в центр КО O' . Новые координаты (x, y, z) будут

$$x_1 = x, \quad y_1 = y, \quad z_1 = z - q_2. \tag{5}$$

Перейдем к системе координат $X_2Y_2Z_2$, в которой виток с током (AECD) лежит в плоскости $z_2 = 0$. Для этого систему координат следует повернуть на угол q_3 вокруг оси OX_1 и на угол q_4 вокруг OY_1 . Новые координаты точки запишутся в виде

$$(x_2, y_2, z_2)^T = \mathbf{S}(q_3, q_4)(x_1, y_1, z_1)^T, \tag{6}$$

где матрица поворота

$$\mathbf{S}(q_3, q_4) = \begin{pmatrix} \cos q_4 & 0 & \sin q_4 \\ -\sin q_3 \sin q_4 & \cos q_3 & \sin q_3 \cos q_4 \\ -\cos q_3 \sin q_4 & -\sin q_3 & \cos q_3 \cos q_4 \end{pmatrix}. \tag{7}$$

Поскольку в новой системе координат $X_2Y_2Z_2$ виток с током (AECD) лежит в плоскости $z_2 = 0$, то для расчета индукции магнитного поля можно использовать формулы (2), положив в них $c = 0$,

$$\begin{aligned}
B_{x,2}(q_1, q_2, q_3, q_4) &= q_1 f_x(a, b, 0, x_2, y_2, z_2), \\
B_{y,2}(q_1, q_2, q_3, q_4) &= q_1 f_y(a, b, 0, x_2, y_2, z_2), \\
B_{z,2}(q_1, q_2, q_3, q_4) &= q_1 f_z(a, b, 0, x_2, y_2, z_2).
\end{aligned}
\tag{8}$$

Заметим, что координаты x_2, y_2, z_2 являются функциями свободных параметров системы q_2, q_3, q_4 .

Преобразуем вектор индукции $(B_{x,2}, B_{y,2}, B_{z,2})$ из системы координат $X_2Y_2Z_2$ в $X_1Y_1Z_1$, совершив поворот осей в обратном направлении на углы q_3 и q_4 . Искомый вектор мы получим преобразованием

$$(B_{x,1}, B_{y,1}, B_{z,1})^T = \mathbf{S}(-q_3, -q_4)(B_{x,2}, B_{y,2}, B_{z,2})^T. \tag{9}$$

Поскольку система $X_1Y_1Z_1$ отличается от исходной координатной системы XYZ только параллельным сдвигом начала координат, то вектор индукции $\vec{B}_{Ki}(q_1, q_2, q_3, q_4, x, y, z) = (B_x, B_y, B_z)$ в исходной системе координат будет совпадать с найденным $(B_{x,1}, B_{y,1}, B_{z,1})$.

Таким образом, формулы (5–9) являются математической моделью СК как источника магнитного поля, индукция которого зависит от четырех произвольных параметров q_1, q_2, q_3, q_4 , которые мы можем выбрать исходя из некоторого критерия оптимальности. Как уже отмечалось выше, в данной работе в качестве такого критерия принят критерий максимума эффективности компенсации (1). Однако, прямое использование $E_{СК}$ в качестве целевой функции невозможно, поскольку (1) не является

аналитической функцией и для нее отсутствуют эффективные алгоритмы численной минимизации. Мы будем оптимизировать среднеквадратическое отклонение модуля индукции скомпенсированного поля $|\vec{B}_{Ki} + \vec{B}_{измi}|$ от модуля индукции естественного магнитного поля Земли $|\vec{B}_{ГМП}|$. Однако, как показывает практика вычислений, для гладкой функции минимизация среднеквадратического отклонения приводит и к минимизации модуля отклонения.

Запишем целевую функцию, используемую для оптимизации СК. Пусть имеются данные измерения индукции магнитного поля $\vec{B}_{измi}$ в некотором множестве точек $(x_i, y_i, z_i), i = 1, \dots, N$. Сумма индукции измеренного магнитного поля и магнитного поля компенсирующей магнитной системы \vec{B}_{Ki} равна

$$\vec{B}_i^\Sigma(q_1, q_2, q_3, q_4) = \vec{B}_{Ki}(q_1, q_2, q_3, q_4, x_i, y_i, z_i) + \vec{B}_{измi}.$$

Обозначим разность модулей индукции суммарного поля и ГМП для данной широты следующим образом:

$$r_i(q_1, q_2, q_3, q_4) = |\vec{B}_i^\Sigma(q_1, q_2, q_3, q_4)| - |\vec{B}_{ГМП}|. \quad (10)$$

В качестве целевой функции будем рассматривать сумму квадратов разностей модулей индукции, рассчитанную по всем точкам измерения,

$$f(q_1, q_2, q_3, q_4) = \sum_{i=1}^N [r_i(q_1, q_2, q_3, q_4)]^2. \quad (11)$$

Таким образом, мы будем оптимизировать параметры СК по критерию наименьшего среднеквадратического отклонения модуля индукции магнитного поля от модуля индукции естественного магнитного поля Земли. Минимум функции $f(q_1, q_2, q_3, q_4)$ обеспечивает и минимальность $\max_{i=1, \dots, N} |r_i(q_1, q_2, q_3, q_4)|$, а, следовательно, максимум $E_{СК}$.

Для оптимизации параметров СК мы будем использовать численный расчет, основанный на алгоритме Левенберга-Маркварда (Levenberg-Marquardt, *LMA*) [8,9]. *LMA*-алгоритм состоит в итерационном поиске минимума функций нескольких переменных, представленных в виде задачи нелинейной минимизации методом наименьших квадратов. Это означает, что функция, которую необходимо минимизировать, выглядит следующим образом:

$$f(\vec{q}) = \sum_{j=1}^N r_j^2(\vec{q}),$$

где $\vec{q} = (q_1, \dots, q_M)$ – вектор, а $r_j(\vec{q})$ – гладкая, вещественная функция, называемая невязкой. Предполагается, что $N > M$. Таким образом, функция (11) имеет вид, допускающий применение *LMA*. Запишем вектор невязки: $\vec{r}(\vec{q}) = (r_1(\vec{q}), \dots, r_N(\vec{q}))$. Тогда целевую функцию можно представить в виде квадрата модуля N -вектора: $f(\vec{q}) = \|\vec{r}(\vec{q})\|^2$. Это канонический вид записи целевой функции *LMA*. Производные $f(\vec{q})$ представляют с помощью матрицы Якоби $\Psi = \partial r_j / \partial q_i$.

Отличительной особенностью метода наименьших квадратов является то, что, имея матрицу Якоби Ψ , легко получить гессиан $\Gamma = \nabla^2 f$, если функции можно аппроксимировать линейными приближениями. Тогда гессиан, как и в линейном случае, будет равен

$$\Gamma = \nabla^2 f \approx \Psi^T(\vec{q})\Psi(\vec{q}).$$

Это уравнение выполняется точно для малых невязок $r_j(\vec{q})$ и приближенно в общем нелинейном случае. Использование этого приближенного оценивания матрицы Гессе является отличительной особенностью *LMA*. Матрицы Якоби $\Psi(\vec{q})$ могут быть заданы как аналитическим выражением, так и вычисляться численным дифференцированием. Поскольку в нашем случае невязки $r_j(\vec{q})$ находятся

численным методом, матрица Якоби также вычислялась. С учетом вышесказанного, итерации в методе Левенберга-Маркварда производятся по следующему алгоритму:

$$\bar{q}_{i+1} = \bar{q}_i - (\mathbf{G} + \lambda \mathbf{G})^{-1} \nabla f(\bar{q}_i). \quad (12)$$

Здесь \mathbf{G} – гессиан, вычисляемый по приближенной формуле, приведенной выше, на каждом шаге итераций; \mathbf{G} – единичная матрица; λ – регуляризирующий параметр, который стабилизирует итерационный процесс в случае вырождения матрицы Гессе. Более подробные сведения о методе Левенберга-Маркварда можно найти в работах [7–9].

Предложенный метод оптимизации СК был реализован в виде программы на алгоритмическом языке FORTRAN 90 для персонального компьютера.

Примеры оптимизации параметров систем компенсации. Приведем примеры оптимизации параметров СК с использованием предложенного выше метода оптимизации для помещения диспетчерского пункта тепловой электростанции с данными измерений, приведенными в таблице и на рис. 1, а.

x_i , м	y_i , м	$B_{измх}$, мкТл	$B_{изму}$, мкТл	$B_{измz}$, мкТл
-2.5	-1.5	-10.25	7.18	26.28
-1.5	-1.5	-7.01	2.98	28.75
-0.5	-1.5	-4.69	3.94	29.16
0.5	-1.5	-4.29	5.07	28.59
1.5	-1.5	-5.33	2.92	28.00
2.5	-1.5	-6.46	1.55	25.17
-2.5	-0.5	-9.60	4.18	21.87
-1.5	-0.5	-6.92	3.66	24.53
-0.5	-0.5	-5.45	3.63	24.60
0.5	-0.5	-5.65	2.76	23.71
1.5	-0.5	-3.79	4.25	23.54
2.5	-0.5	-5.27	1.87	20.19
-2.5	0.5	-8.24	3.69	18.77
-1.5	0.5	-5.72	2.84	20.62
-0.5	0.5	-4.13	0.92	20.78
0.5	0.5	-4.34	1.07	21.00
1.5	0.5	-4.51	0.11	18.61
2.5	0.5	-4.15	0.23	14.67
-2.5	1.5	-7.05	4.33	13.27
-1.5	1.5	-3.95	1.07	15.90
-0.5	1.5	-3.19	-1.30	16.60
0.5	1.5	-3.28	-1.71	15.48
1.5	1.5	-4.05	-2.48	10.90
2.5	1.5	-4.44	-2.07	9.36

Измерения проводились на горизонтальной плоскости F , расположенной в центре помещения на расстоянии $d=1.5$ м над полом Q (рис. 3), при индукции ГМП $B_{ГМПх}=18.3$ мкТл, $B_{ГМПy}=0$, $B_{ГМПz}=46.6$ мкТл, $|\vec{B}_{ГМП}| = 50$ мкТл.

Начало координат O (рис. 3) расположено в геометрическом центре плоскости F . Площадь помещения 8.82×8.42 м². Размеры витка КО равны $2a=8.8$ м, $2b=8.4$ м.

Пример 1. Оптимизация СК с использованием двух свободных параметров – величины ампер-витков КО и ее расстояния от плоскости измерений F .

В этом случае компоненты индукции компенсирующего поля КО вычисляются по формулам (4), а целевая функция имеет вид (11), но зависит только от двух переменных q_1, q_2 . В качестве начальных данных для итерационного процесса LMA (13) были взяты нулевые значения параметров $q_1 = 0, q_2 = 0$. Процесс оптимизации закончился после выполнения девяти итераций. Оптимальные значения параметров равны:

$q_1^{opt} = 22.6226$, $q_2^{opt} = 1.355$. Обращаясь к (3), находим, что $q_1^{opt} = 22.6226$ соответствует полному току витка $I_w^{opt} = 226.226$ ампер-витков. Таким образом, оптимальная компенсация магнитного поля, представленного в таблице, достигается КО с $I_w^{opt} = 226.226$ ампер-витков, расположенной на расстоянии $h^{opt} = 1.355$ м от плоскости измерения. При этом максимальное отклонение скомпенсированного магнитного поля от естественного ГМП составляет 18.3%, а минимальная эффективность компенсации – $E_{СК}=4.3$.

Пример 2. Оптимизация СК с использованием четырех свободных параметров – величины ампер-витков КО, ее расстоянием от плоскости измерений и двумя углами поворота. В этом случае компоненты индукции компенсирующего поля вычисляются по формулам (3–9), а минимизируемая функция имеет вид

(11), и зависит от полного набора переменных q_1, q_2, q_3, q_4 . В качестве начальных данных для итерационного процесса *LMA* (12) были взяты значения параметров $q_1 = 22.6226, q_2 = 1.355, q_3 = 0, q_4 = 0$, т.е. для первых двух параметров мы взяли начальные значения, полученные при двухпараметрической оптимизации, а начальные значения углов поворота приняли равными нулю. Процесс оптимизации закончился после выполнения 9-ти итераций. Оптимальные значения параметров равны: $q_1^{opt} = 23.8685, q_2^{opt} = 1.7397, q_3^{opt} = -0.4463, q_4^{opt} = -0.0406$. Таким образом, при использовании четырех свободных параметров оптимальная компенсация магнитного поля, представленного в таблице, достигается расположением витка с током $I_w^{opt} = 238.685$ ампер-витков, поднятого над плоскостью измерения на высоту $h^{opt} = 1.7397$ м и повернутого на углы 25.57 и 2.32 градусов по часовой стрелке (знак минус) вокруг осей *OX* и *OY* соответственно. При этом максимальное отклонение скомпенсированного магнитного поля от естественного ГМП равно 5.6% (рис.1, б), а минимальная эффективность компенсации – $E_{СК} = 14$. Таким образом, при оптимизации системы компенсации по двум параметрам искажения ГМП в помещении не превышает уровень санитарных норм ослабления ГМП 50% [6], а при оптимизации по четырем параметрам – не превышают уровня комфортности 10% [3].

Заключение. 1. Предложен метод оптимизации параметров однокомпонентных систем компенсации по критерию максимума эффективности компенсации искажений геомагнитного поля в помещении оперативного персонала, основанный на алгоритме Левенберга-Маркварда и использующий в качестве свободных параметров ампер-витки компенсационной обмотки, ее расстояние до плоскости нормирования, а также углы наклона компенсационной обмотки относительно горизонтальной плоскости.

2. Показано, что применение предложенного метода оптимизации при синтезе простейших однокомпонентных СК, позволяет реализовать компенсацию искажений, вызывающих ослабление геомагнитного поля в помещениях диспетчерских пунктов тепловых электростанций, с эффективностью не менее 4 при горизонтальном исполнении КО и не менее 10 при наклонном исполнении КО, что позволяет обеспечить достижение требований санитарных норм и улучшение условий труда оперативного персонала, принимающего ответственные решения.

3. Дальнейшее развитие метода оптимизации параметров систем компенсации целесообразно проводить по критерию максимума эффективности компенсации внутри рабочего объема помещения при введении ограничений на пространственные координаты вершин прямоугольной компенсационной обмотки, исходя из технической возможности ее монтажа в конкретном помещении, а также ограничений на величину ампер-витков компенсационной обмотки с учетом неидеальности источника питания КО.

1. Розов В.Ю. Методы снижения внешних магнитных полей энергонасыщенных объектов // Техн. електродинаміка. – 2001. – №1. – С. 16–20.

2. Розов В. Ю., Ассуиров Д.А., Пелевин Д.Е. Принципы построения систем автоматической компенсации биотропных искажений геомагнитного поля на рабочих местах оперативного персонала // Техн. електродинаміка. Тем. вип. “Силовая електроніка та енергоефективність”. – 2009. – Ч. 1. – С. 51–54.

3. Розов В.Ю., Резинкина М.М., Думанский Ю.Д., Гвозденко Л.А. Исследование техногенных искажений геомагнитного поля в жилых и производственных помещениях и определение путей их снижения до безопасного уровня // Техн. електродинаміка. Тем. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – 2008. – Ч. 2. – С. 3–8.

4. Розов В.Ю., Резинкина М.М., Пелевин Д.Е., Думанский Ю.Д. Пути нормализации техногенных искажений геомагнитного поля в среде длительного пребывания людей // Гігієна населених місць: Зб. наук. пр. – К.: ДУ «ІГМЕ АМНУ», 2007. – Вип. 50. – С. 232–242.

5. Штамберг Г.А. Устройства для создания слабых постоянных магнитных полей. – Новосибирск: Наука, 1972. – 176 с.

6. *Электромагнитные поля* в производственных условиях. Санитарно-эпидемиологические правила и нормативы СанПиН 2.2.4.1191–03: Утв. Гл. гос. санитарным врачом РФ 01.05.03. – М., 2003.

7. Golub G.H., Van Loan C.F. *Matrix Computations*. – Johns Hopkins University Press, 1996. – 446 p.

8. Marquardt D. A method for the solution of certain problems in least squares // *Quart. Appl. Math.* – 1944. – Vol. 2. – Pp. 164–168.

9. Marquardt D. An algorithm for least-squares estimation of nonlinear parameters // *SIAM J. Appl. Math.* – 1963. – Vol. 11. – Pp. 431–441.

Надійшла 15.07.09

УДК 621.314.572

V. Oleschuk, D.Sc., **R. Prudeak**, **A. Sizov** (Power Engineering Institute of the Academy of Sciences of Moldova, Kishinev), **G. Griva**, Ph.D. (Politecnico di Torino, Turin, Italy)

HYBRID VEHICLE DRIVE WITH SYNCHRONOUSLY MODULATED DUAL INVERTERS

Analysis of operation of propulsion electric drive system with asymmetrical six-phase induction motor, supplied by the battery and fuel cells, has been performed. Power conversion part of the drive includes two neutral-point-clamped inverters, controlled by algorithms of synchronised pulsewidth modulation (PWM), providing both continuous phase voltage synchronization and common-mode voltage cancellation in the system.

Выполнен анализ работы системы транспортного электропривода с шестифазным электродвигателем асимметричного типа, с автономным комбинированным электроснабжением от батареи и топливных элементов. Преобразовательная часть электропривода включает два инвертора напряжения со средней точкой в цепи источника питания, регулируемых на базе алгоритмов синхронной широтно-импульсной модуляции (ШИМ), обеспечивающих как непрерывную синхронизацию фазных напряжений, так и устранение напряжений нулевой последовательности в системе.

Introduction. Multiphase power conversion systems have been exciting an increasing interest during the last years due to some advantages compared with standard three-phase systems, especially for the systems with an increased power rating [1,2,10]. As an example of asymmetrical multiphase traction drive system with two DC voltage sources, Fig. 1, *a* presents topology of the electrical vehicle system on the base of the six-phase induction motor supplied by two inverters with two different DC links: 1) Battery DC link with the V_{dc1} voltage, and 2) Fuel Cell DC link with the V_{dc2} voltage [1]. The induction machine has in this case two sets of winding spatially shifted by 30 electrical degrees with isolated neutral points (Fig. 1, *b*) [1].

Typical configuration of six-phase (dual three-phase) drives is based on the two standard voltage source inverters [1,2]. At the same time the use of neutral-point-clamped inverters can provide some improvements in operation of asymmetrical dual three-phase drives. In particular, some specific control schemes and algorithms can provide full elimination of undesirable alternating common-mode voltages in the systems with dual neutral-point-clamped converters [6,9].

In order to provide synchronization of the voltage waveforms of inverters, novel techniques of synchronized pulsewidth modulation (PWM) have been recently proposed for three-level converters [4]. So, this paper is focused on analysis of operation of asymmetrical six-phase traction drive based on dual neutral-point-clamped inverters, controlled by novel PWM algorithms, providing both cancellation of common-mode voltages (both on the outputs of each inverter and in the load), and also phase voltages synchronization during the whole control range.

Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter with Specialized Algorithms of PWM. Fig. 2, *a* presents basic topology of a three-level neutral-clamped inverter (of the first inverter with the phases *a*, *b*, *c*). Each of the three legs of the inverter consists of four power switches, four freewheeling diodes and two clamping diodes. Fig. 2, *b* shows the switching state vectors of the inverter. Generally, there are twenty-seven different switching states, which correspond to nineteen vectors shown by the big and small arrows in Fig. 2, *b* [8].

Recently, new algorithms of PWM have been proposed for three-level inverters, providing elimination of undesirable alternating common-mode voltages, which are the main reason for bearing currents and bearing failures in induction motor drives with PWM [6],[9]. It is leading to an increase of the reliability and the life period of the drive systems.

Twelve (six and six) switching state vectors are located on the periphery of the two presented hexagons, and six small vectors have the position in the middle of the corresponding big vectors. There is also a zero voltage vector. Generally, it can be represented by three different switching states. It is known, that using only seven of the vectors, $V_1 - V_7$, marked in Fig. 2, *b* by the big arrows with the corresponding number of the vector, this can provide elimination of the common-mode voltage in a three-phase load [4,6,9].

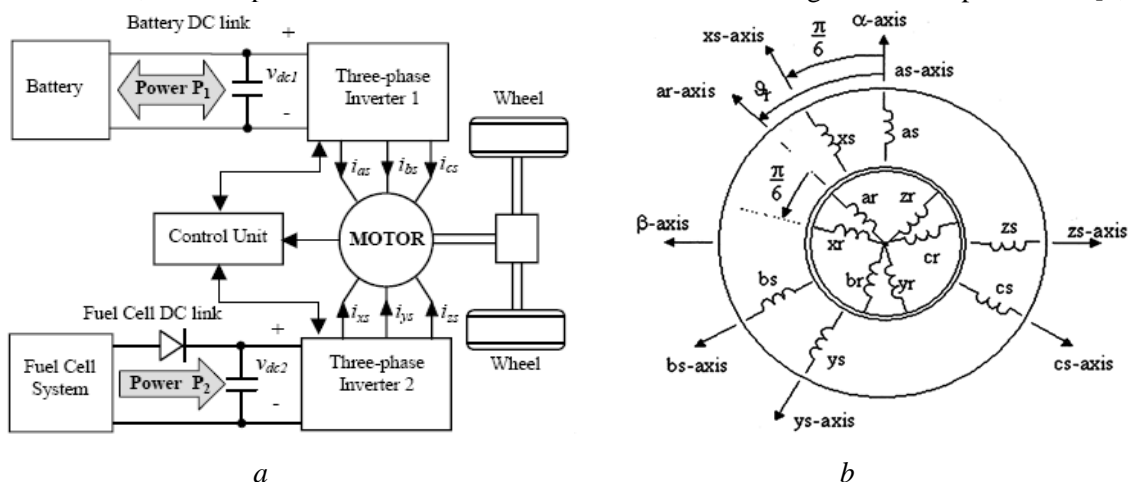


Fig. 1.

A ternary switching variable (+,0,-) is defined for the switches of each of the three phase as:

- + if S_1, S_2 are *ON* and S_3, S_4 are *OFF*;
- 0 if S_2, S_3 are *ON* and S_1, S_4 are *OFF*;
- if S_3, S_4 are *ON* and S_1, S_2 are *OFF*.

Switching state sequences can be written in this case for the corresponding vectors as:

$$V_1(+0-); V_2(0+-); V_3(-+0); V_4(-0+); V_5(0-+); V_6(+0-); V_7(000).$$

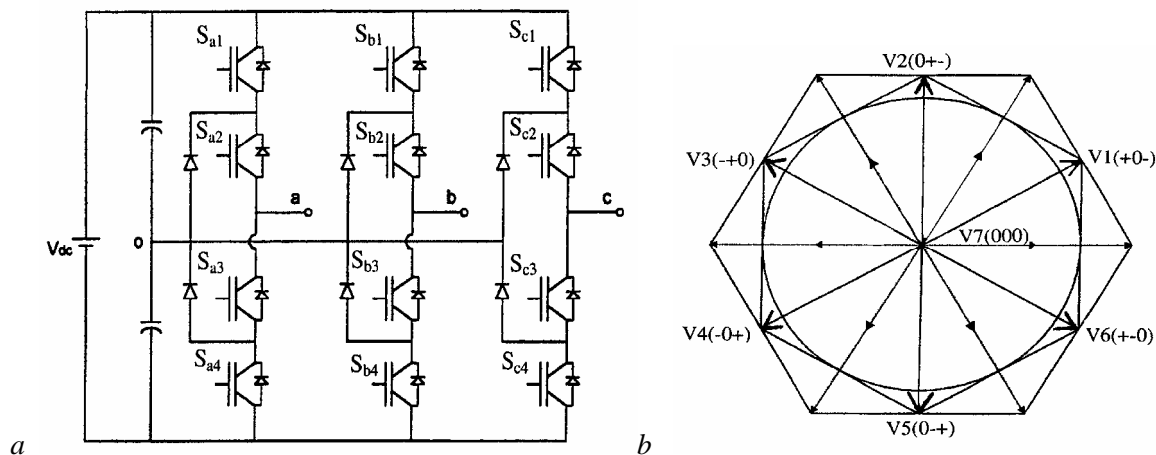


Fig. 2.

Synchronous PWM Control of Dual Three-Phase System. In order to avoid asynchronism of standard space-vector modulation, a novel method of synchronized PWM can be used for control of each inverter in six-phase drive system [3].

Control of asymmetrical dual three-phase drives is based on the 30° -phase-shift of the signals of two inverters with the phases *a*, *b*, *c*, and *x*, *y*, *z* [1,2,10]. In accordance with the theory of vector space decomposition, the basic six-dimensional space (*as*, *bs*, *cs*, *xs*, *ys*, *zs*) of a dual-three phase induction machine with isolated neutral points can be transformed into two orthogonal two-dimensional subspaces (*sa*, *sb*) and (*m1*, *m2*) [10]. Voltage components V_{sa} , V_{sb} , V_{m1} and V_{m2} in these subspaces, and also the phase voltages V_{as} and V_{xs} and common mode voltage V_0 , are calculated as [10]:

$$V_{sa}=0.333(V_a-0.5V_b-0.5V_c+0.866V_x-0.866V_y), \quad (1)$$

$$V_{sb}=0.333(0.866V_b-0.866V_c+0.5V_x+0.5V_y-V_z), \quad (2)$$

$$V_{m1}=0.333(V_a-0.5V_b-0.5V_c-0.866V_x+0.866V_y), \quad (3)$$

$$V_{m2}=0.333(-0.866V_b+0.866V_c+0.5V_x+0.5V_y-V_z), \quad (4)$$

$$V_{as}=V_{sa}+V_{m1}=V_a-0.333(V_a+V_b+V_c), \quad (5)$$

$$V_{xs}=V_{sb}+V_{m2}=V_x-0.333(V_x+V_y+V_z), \quad (6)$$

$$V_0=0.333(V_a+V_b+V_c+V_x+V_y+V_z), \quad (7)$$

where $V_a, V_b, V_c, V_x, V_y, V_z$ – are the corresponding pole voltages of two three-level inverters (see Fig. 1, *a* and Fig. 2, *a*).

In this case, the V_{sa} and V_{sb} components, which produce useful rotating MMF k -th order voltage harmonics ($k = 12m \pm 1, m=1,2,3,..$), are the useful components. But the V_{m1} and V_{m2} components, which generate loss-producing harmonics ($k = 6m \pm 1, m=1,3,5,..$), are the undesirable voltage components [10].

Fig. 3 – Fig. 5 present basic voltage waveforms (phase voltages V_{as} and V_{xs} and its useful components V_{sa} and V_{sb} , common-mode and line voltages V_0 and V_{ab} , and spectra of the V_{as} and V_{sa} voltages) of dual three-phase vehicle drive with two DC sources with equal voltages ($V_{dc1}=V_{dc2}$) under standard scalar V/F control during a period of the fundamental frequency. Modulation indices of two inverters are equal in this case too ($m_1=m_2$).

In particular, Fig. 3 illustrates behaviour of six-phase drive system with continuous synchronized PWM [3,8]. Fig. 4 presents basic voltage waveforms and its spectra for the system with discontinuous synchronized PWM [4,8], and Fig. 5 shows basic voltage waveforms (with spectra of the V_{as} and V_{sa} voltages) for the system with the “direct-direct” scheme of PWM [4,6,7]. The switching and fundamental frequencies of each neutral-point-clamped inverter of the dual system are $F_s=900$ Hz and $F=42$ Hz ($m_1=m_2=0.84$).

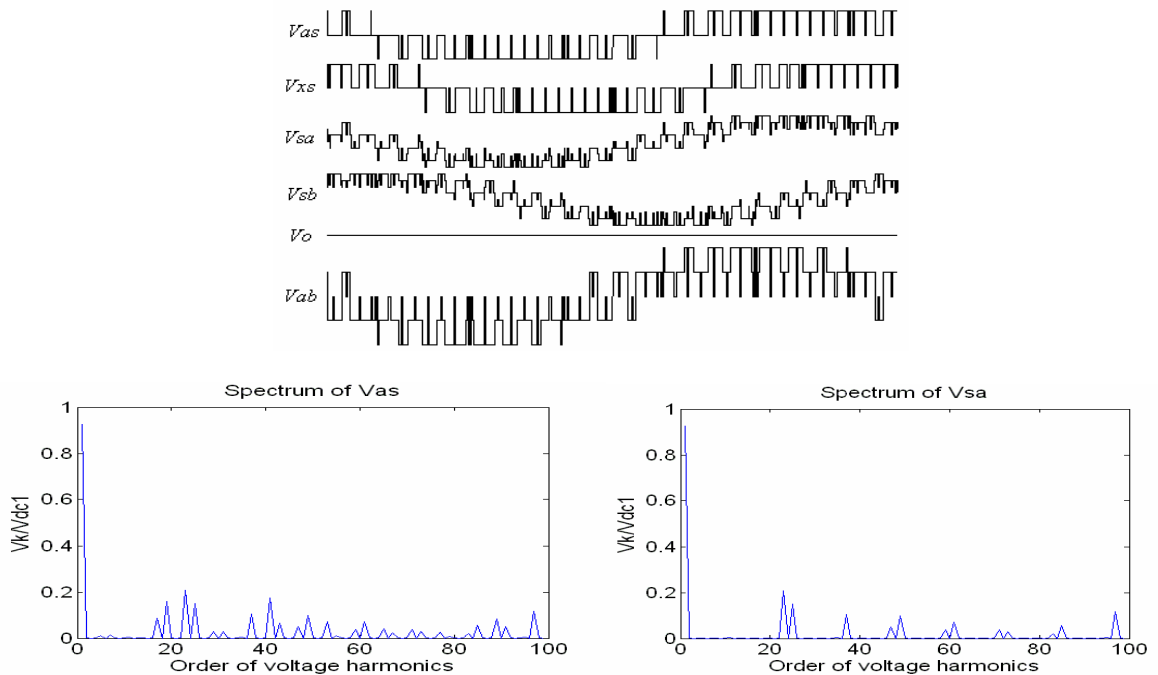


Fig. 3.

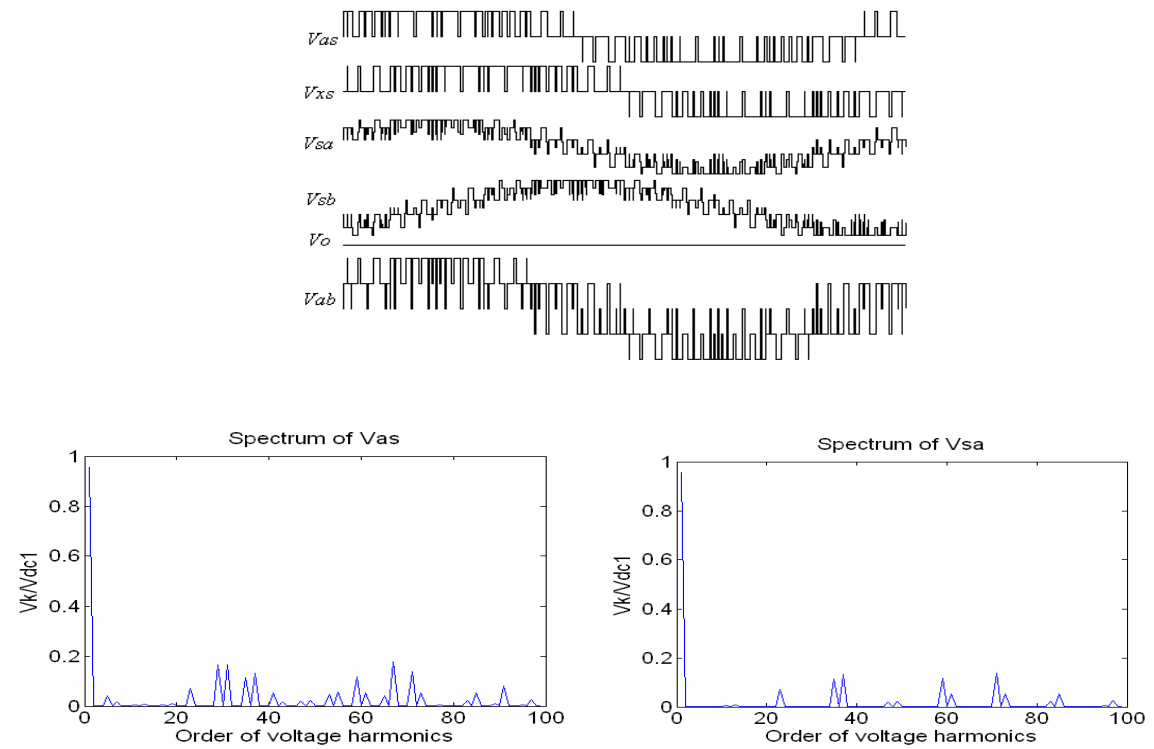


Fig. 4.

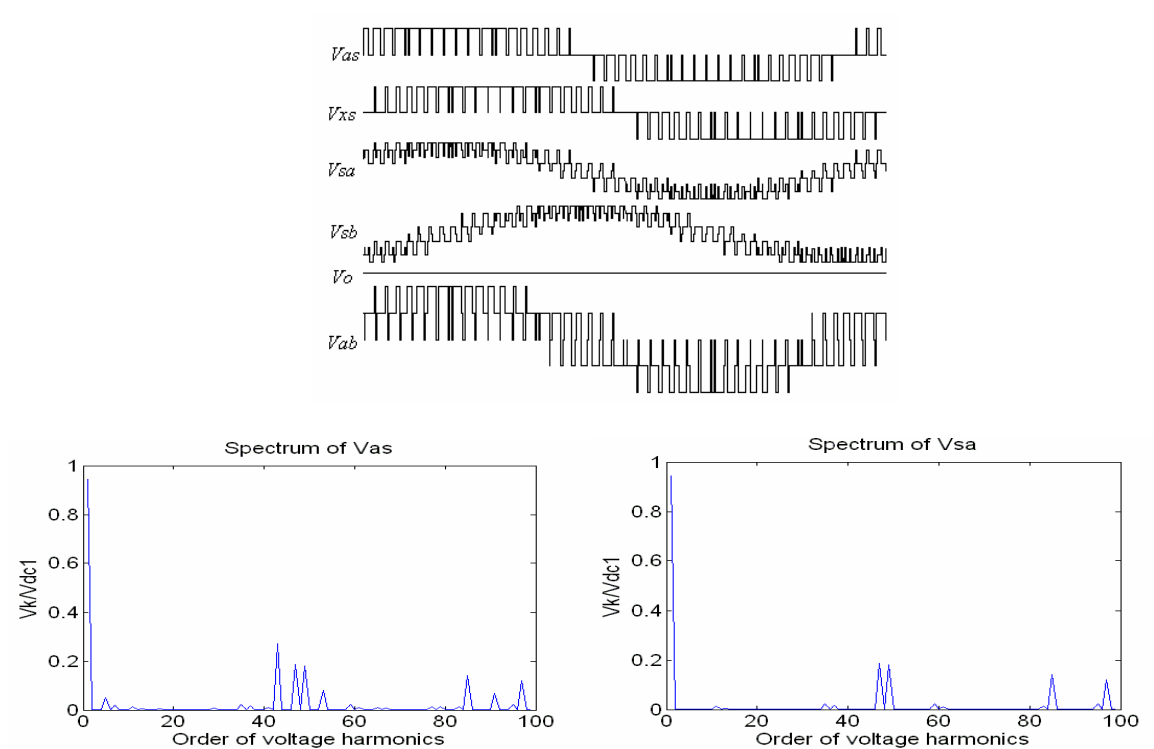


Fig. 5.

The motor phase and line voltages of six-phase drive system with synchronized PWM have symmetry during the whole control range, and its spectra do not include even harmonics and sub-harmonics. The described strategy of control of dual neural-point-clamped inverters provides full common-mode voltage

elimination both in each inverter and in the load, which is leading to an increase of the reliability and life span of the drive systems with modulated power converters.

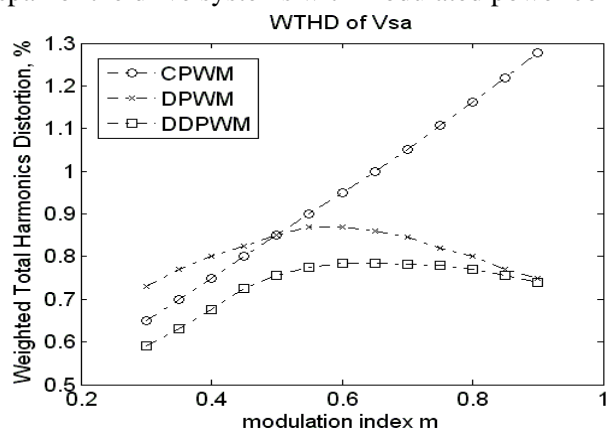


Fig. 6

Results of analysis of spectral composition of the useful component of motor phase voltage show that at low modulation indices Weighted Total Harmonic Distortion factor is better for the drive systems with continuous and “direct-direct” schemes of synchronous PWM, and at the medium and high modulation indices, discontinuous and “direct-direct” versions of synchronized PWM provide the better *WTHD* factor.

The method of synchronized pulsewidth modulations provides also high quality linear control of the fundamental voltage of both three-phase and dual three-phase (six-phase) drive systems on the base of neutral-clamped inverters in the zone of overmodulation [5].

Conclusion. The developed method of synchronised PWM has been applied for control of asymmetrical six-phase drive on the base of dual neutral-point-clamped inverters. Specialized control algorithms provide in this case both full elimination of the alternating common-mode voltages (both in each inverter and in the load), and continuous shock-less synchronization of the output voltage waveforms of two inverters during the whole control range including the zone of overmodulation.

The spectra of the motor phase voltages of asymmetrical dual three-phase systems with synchronized PWM do not contain even harmonics and subharmonics for any ratios (integral or fractional) between the switching and fundamental frequencies of dual converters, which is especially important for drives for high power applications.

1. Bojoi R., Tenconi A., Farina F. and Profumo F. Dual-source fed multiphase induction motor drive for fuel cell vehicles: topology and control // Proc. of the IEEE Power Electr. Spec. Conf. – 2005. – Pp. 2676–2683.
2. Hadiouche D., Baghli L. and Rezzoug A. Space vector PWM techniques for dual three-phase AC machine: analysis, performance evaluation and DSP implementation // Proc. of the IEEE Ind. Appl. Soc. Conf. – 2003. – Pp. 648–655.
3. Oleschuk V. and Blaabjerg F. Direct synchronized PWM techniques with linear control functions for adjustable speed drives // Proc. of the IEEE Appl. Power Electron. Conf. – 2002. – Pp. 76–82.
4. Oleschuk V. and Blaabjerg F. Synchronous voltage space-vector modulation for three-level inverters with common-mode voltage elimination // Proc. of the PCIM'2002 Conf. (Intelligent Motion). – 2002. – Pp. 237–242.
5. Oleschuk V., Bose B.K. and Zhe Chen. Synchronized overmodulation techniques for the neutral-clamped inverters // Proc. of the IEEE Power Electr. Specialists Conf. – 2003. – Pp. 41–46.
6. Ratnayake K.R.M.N. and Murai Y. A novel PWM scheme to eliminate common-mode voltage in three-level voltage source inverter // Proc. of the IEEE Power Electr. Specialists Conf. – 1998. – Pp. 269–274.
7. Stefanovic V.R. and Vukosavic V.N. Space-vector PWM voltage control with optimized switching strategy // Proc. of the IEEE Ind. Appl. Soc. Conf. – 1992. – Pp. 1025–1033.
8. Trzynadlowski A. Introduction to Modern Power Electronics. — John Wiley & Sons, 1998. – 386 p.
9. Zhang H., A. von Jouanne, Dai S., Wallace A.K. and Wang F. Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltage // IEEE Trans. Ind. Appl. – 2000. – 36, 6. – Pp. 1645–1653.
10. Zhao Y. and Lipo T.A.. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector decomposition // IEEE Trans. Ind. Appl. – 1995. – 31, 5. – Pp. 1100–1109.

Надійшла 16.03.09

УДК 621.313.17

А.Д.Подольцев, докт.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев), **В.В.Козырский**, докт.техн.наук, **А.В.Петренко** (Национальный университет биоресурсов и природопользования Украины, Киев)

АНАЛИЗ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ОДНОФАЗНОМ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ЛИНЕЙНОМ ГЕНЕРАТОРЕ ВОЗВРАТНО-ПОСТУПАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ

Разработана Simulink-модель для анализа динамических процессов и эффективности энергопреобразования в однофазном магнитоэлектрическом линейном генераторе возвратно-поступательного движения. Показано, что для получения синусоидального напряжения холостого хода генератора необходимо осуществлять колебание ротора с амплитудой, равной половине полюсного шага. Рассмотрены условия оптимального согласования генератора с активной нагрузкой и использования емкости для компенсации реактивной мощности в нагрузочной цепи.

Розроблено Simulink-модель для аналізу динамічних процесів та ефективності енергоперетворення в однофазному магнітоелектричному лінійному генераторі зворотно-поступального руху. Показано, для одержання синусоїдальної форми напруги холостого ходу руху генератора необхідно здійснювати коливання ротора з амплітудою, що дорівнює половині полюсного кроку. Розглянуто умови оптимальної відповідності генератора з активним навантаженням та використання ємності для компенсації реактивної потужності в колі навантаження.

В последнее десятилетие непрерывно возрастает доля нетрадиционных возобновляемых источников энергии в общем энергетическом балансе развитых стран. При разработке новых технических решений, направленных на преобразование механической энергии ветра и морских волн в электрическую, линейные электрические генераторы рассматриваются как перспективные электро-

механические преобразователи энергии [2–5]. Из различных видов существующих электрических генераторов целесообразно выделить генераторы с постоянными магнитами – магнитоэлектрические линейные генераторы (МЭЛГ), которые характеризуются наиболее высокими удельными показателями и на основе которых уже разработаны нетрадиционные источники электрической энергии [6,7]. Отсутствие серийного производства таких генераторов и конкретных рекомендаций по их проектированию (особенно в случае возвратно-поступательного движения) обуславливает необходимость проведения научных исследований, направленных на поиск оптимальных конструктивных решений и анализ динамических характеристик таких линейных генераторов. Целью данной работы является разработка методики расчета и численный анализ динамических процессов в однофазном цилиндрическом магнитоэлектрическом линейном генераторе, показанном на рис.1.

Генератор содержит подвижный элемент (ро-

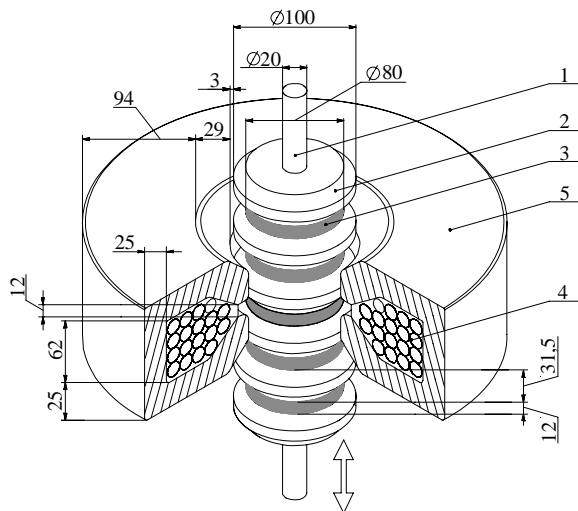


Рис. 1

тор), состоящий из немагнитного стержня 1, ферро-магнитных элементов 2, постоянных магнитов NdFeB 3, и неподвижный элемент (статор), содержащий однофазную обмотку 4, окруженную магнитопроводом статора 5, выполненным из шихтованной стали. Предполагается, что ротор генератора связан с вращающимся валом ротора ветродвигателя с помощью кривошипно-шатунного механизма и совершает возвратно-поступательное движение. При этом используются методы теории электрических цепей для численного расчета переходных и установившихся процессов в электрической цепи генератора и анализа его энергетических и динамических характеристик.

Расчет магнитного поля и электрических параметров линейного генератора. Для расчета

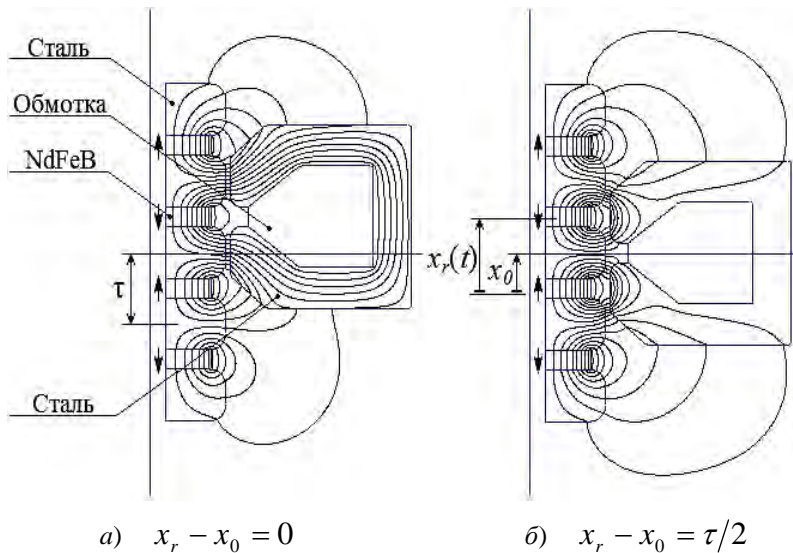


Рис. 2

величины магнитного потока, создаваемого постоянными магнитами и сцепленного с обмоткой статора, а также зависимости индуктивности обмотки статора от положения ротора (характеризуется координатой $x_r(t)$ на рис. 2, б) выполнялся расчет магнитного поля в активной зоне линейного генератора методом конечных элементов. При этом использовались следующие упрощающие допущения:

- магнитные свойства магнитопровода статора и массивных полюсов ротора не зависят от величины магнитного поля, т.е. не учитывается насыщение магнитопровода;
- магнитный материал является изотропным;

– из-за низкой частоты тока в обмотке статора – менее 10 Гц, влиянием вихревых токов в статоре и роторе можно пренебречь и рассматривать полевую задачу в магнитоэстатическом приближении.

Конструкция генератора характеризуется осевой симметрией, что позволяет рассматривать полевую задачу как двумерную в цилиндрической системе координат в плоскости roz . При этом основной полевой величиной является векторный магнитный потенциал \mathbf{A} , имеющий единственную φ – компоненту, т.е. $\mathbf{A} = (0, A_\varphi, 0)$.

Из системы дифференциальных уравнений Максвелла для стационарного магнитного поля вида

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_e, \quad \mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}, \quad \nabla \cdot \mathbf{A} = 0 \quad (1)$$

и уравнения состояния для магнитного материала в виде

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H} + \mathbf{B}_r \quad (2)$$

получим следующее уравнение для определения векторного потенциала

$$\nabla \times [(\mu_0 \mu_r)^{-1} \nabla \times \mathbf{A} - (\mu_0 \mu_r)^{-1} \mathbf{B}_r] = \mathbf{J}_e \quad (3)$$

Здесь \mathbf{H} – напряженность магнитного поля, \mathbf{B} – магнитная индукция, \mathbf{J}_e – плотность тока в обмотке статора – считается известной величиной, μ_0 – магнитная проницаемость вакуума, μ_r – относительное значение магнитной проницаемости материала.

Постоянные магниты на роторе выполнены на основе материала NdFeB марки 38SH, характеризующегося остаточной индукцией $B_r = 1,26$ Тл и коэрцитивной силой $H_{CB} = 950$ кА/м. Отсюда для уравнения состояния для постоянного магнита (2) после подстановки этих значений получим – $\mu_r = 1,08$.

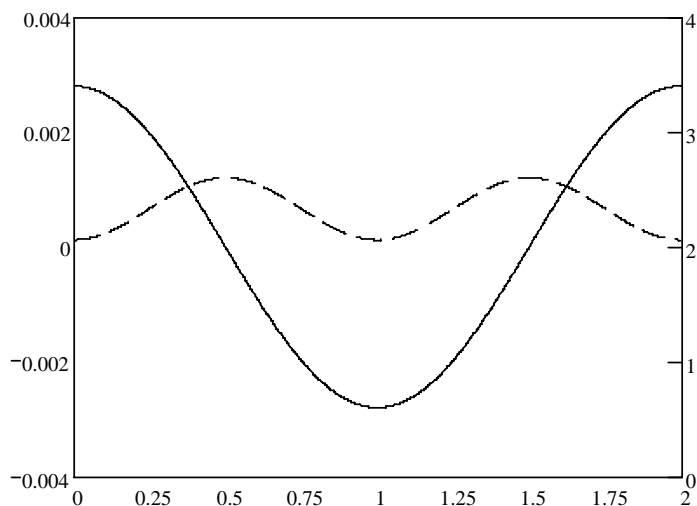


Рис. 3

Результаты расчета поля постоянных магнитов (при условии, что плотность тока в катушке $J_e = 0$) показаны на рис. 2 для двух положений ротора. По результатам расчетов поля определялась зависимость величины потока обмотки статора от положения ротора

$$\Phi_{PM} = \frac{1}{S} \int_S A_\varphi 2\pi r dS,$$

где S – площадь поперечного сечения обмотки. Расчетная зависимость этого потока от положения ротора (задается координатой x_r согласно рис. 2, б) показана на рис. 3. Из рисунка видно, что зависимость $\Phi_{PM}(x_r)$ может быть аппроксимирована гармоническим выражением вида

$$\Phi_{PM}(x_r) = \Phi_{\max} \cos[\pi(x_r - x_0)/\tau], \quad (4)$$

где максимальное значение потока $\Phi_{\max} = 0,0033$ Вб, а x_0 – положение статора согласно рис. 2, б.

Для расчета индуктивности обмотки статора при различном положении ротора выполнялся расчет магнитного поля при заданном постоянном токе в обмотке статора $i = 1$ А и при условии отсутствия постоянных магнитов (для области магнитов в (2) полагалось $B_r = 0$). Величина индуктивности вычислялась на основании следующего выражения

$$L(x_r) = \frac{\Psi}{i} = \frac{w}{Si} \int_S A_\varphi 2\pi r dS, \quad (5)$$

где w – число витков в обмотке статора. Расчетная зависимость этой индуктивности в случае $w = 1$ приведена на рис. 3 и может быть аппроксимирована как

$$L(x_r) = L_0 - L_m \cos[2\pi(x_r - x_0)/\tau],$$

где

$$L_0 = 0,5(L_d + L_q), \quad L_m = 0,5(L_d - L_q). \quad (6)$$

Здесь $L_d = 2,6$ мкГн, $L_q = 2,05$ мкГн – индуктивность обмотки по продольной и поперечной оси соответственно. Полученные из решения полевой задачи выражения для потока (4) и индуктивности (6) необходимы для анализа динамических процессов в генераторе.

Моделирование динамических процессов в генераторе. В отличие от традиционных линейных электрических машин поступательного движения, подвижный элемент исследуемого генератора совершает возвратно-поступательное движение, т.е. при движении якоря существуют моменты времени, соответствующие верхнему и нижнему его положению, в которых он неподвижен по отношению к статору. В этих точках не происходит электромеханического преобразования энергии, что накладывает свои особенности на форму кривой напряжения холостого хода генератора и на протекание динамических процессов в системе "генератор – нагрузка". Рассмотрим с учетом этих особенностей протекание электромагнитных процессов в генераторе, используя средства компьютерного моделирования и, в частности, программу Matlab/Simulink.

Уравнение баланса напряжений в цепи генератора при работе на активную нагрузку R_H и при условии, что его ротор перемещается по известному закону $x_r(t)$, имеет следующий вид:

$$d\Psi/dt + i(R_0 + R_H) = 0, \quad (7)$$

где $\Psi = L(x_r)i + \Psi_{PM}(x_r)$.

Отсюда получим следующее дифференциальное уравнения для определения тока в цепи генератора

$$L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dx_r} \frac{dx_r}{dt} + \frac{d\Psi_{PM}}{dx_r} \frac{dx_r}{dt} + i(R_0 + R_H) = 0, \quad (8)$$

где

$$L(x_r) = L_0 - L_m \cos \frac{2\pi(x_r - x_0)}{\tau}, \quad \frac{dL}{dx_r} = \frac{2\pi L_m}{\tau} \sin \frac{2\pi(x_r - x_0)}{\tau},$$

$$\Psi_{PM}(x_r) = W\Phi_{\max} \cos \frac{\pi(x_r - x_0)}{\tau}, \quad \frac{\Psi_{PM}}{dx_r} = -\frac{W\Phi_{\max}\pi}{\tau} \sin \frac{\pi(x_r - x_0)}{\tau}. \quad (9)$$

Здесь учитывается, что индуктивность статора изменяется в зависимости от положения ротора согласно (6), а $\Psi_{PM} = W\Phi_{PM}$. Далее будем полагать, что ротор совершает возвратно-поступательное движение, описываемое выражением

$$x_r = A \sin(\omega_r t), \quad (10)$$

где A и $\omega_r = 2\pi f_r$ – амплитуда и угловая частота механических колебаний ротора, соответственно.

Дифференциальное уравнение (8) совместно с выражениями (9) и (10) представляют собой математическую модель, описывающую динамические процессы в линейном генераторе возвратно-поступательного движения при работе на активную нагрузку. Для численной реализации этой модели в работе использовался пакет программ Matlab/Simulink [8].

Форма напряжения холостого хода генератора. При расчетах использовались следующие значения параметров генератора: $w=700$ витков, $R_0=1,2$ Ом, $L_0=2,33 \cdot 10^{-6} w^2$ Гн, $L_m=0,27 \cdot 10^{-6} w^2$ Гн, $\Phi_{\max}=0,0033$ Вб, $\tau=43,5$ мм. Предварительно проведенные исследования показали, что так как для исследуемого генератора величина $L_m \ll L_0$, то в уравнении (7) и (8) можно принять $L(x_r) \approx L_0 = \text{const}$. При этом величина мощности в активной нагрузке отличается от "точного" расчетного значения, полученного с учетом $L(x_r)$, не более, чем на 5%.

Разработанная с учетом этого упрощения Simulink-модель генератора показана на рис. 4 и включает силовые блоки, блоки измерения электрических величин – напряжения, электрического тока и средней мощности, а также виртуальные осциллографы для визуализации результатов расчета.

Результаты расчета напряжения холостого хода на обмотке генератора при различных значениях амплитуды A механических колебаний ротора и относительного положения статора x_0 показаны на рис. 5. Здесь показана форма напряжений (левая часть графиков) и спектральный

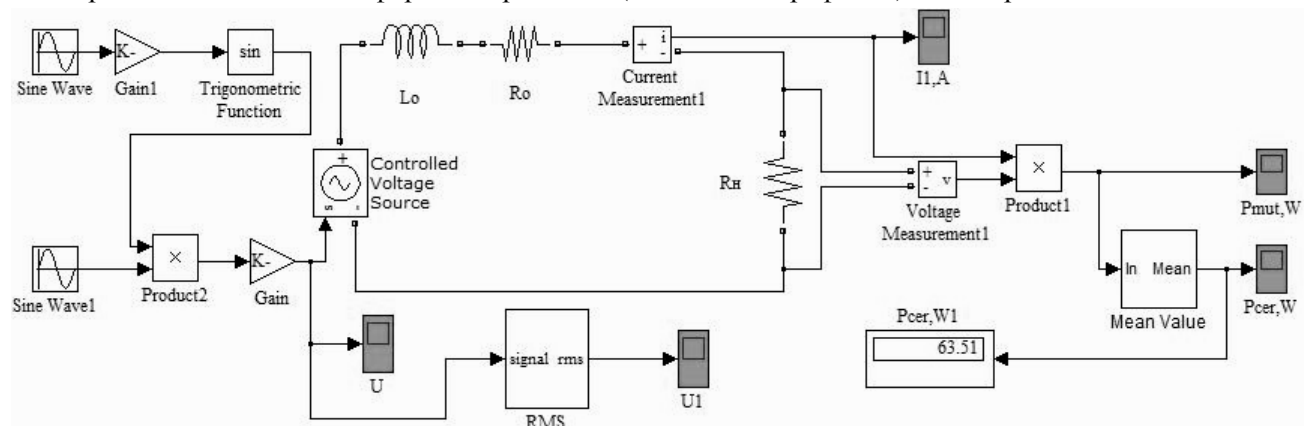


Рис. 4

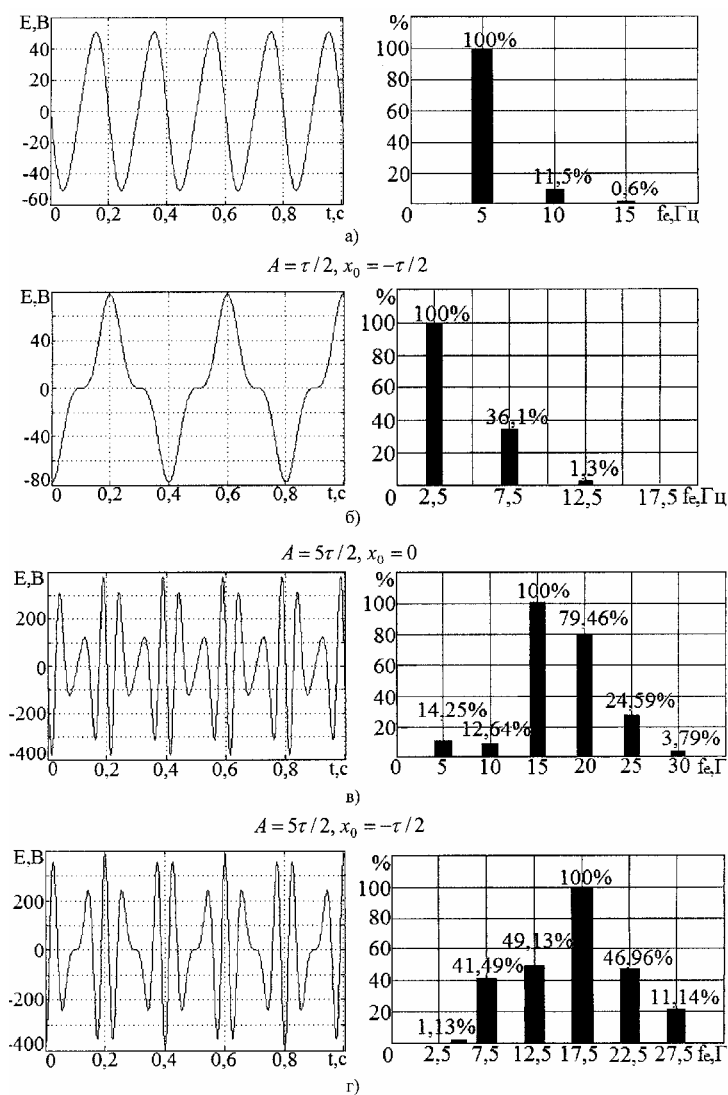


Рис. 5

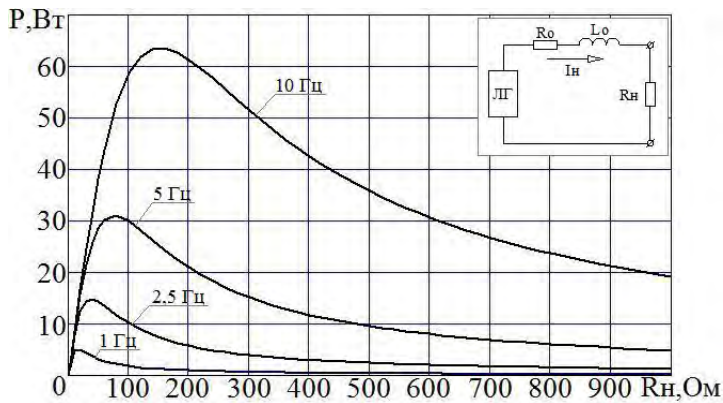
нию к механической частоте колебаний ротора).

Напряжение для случая малой амплитуды ($A = \tau/2, x_0 = -\tau/2$) имеет частоту, равную механической частоте колебаний ротора $f_e = f_r = 2,5$ Гц и характеризуется наличием значительной по амплитуде третьей гармоники (рис. 5, б). Равенство частот для этого случая обусловлено тем обстоятельством, что за время одного периода механических колебания ротора $T_r = 1/f_r$ магнитный поток, пронизывающий обмотку статора, проходит последовательно через следующие значения: $0 - \Phi_{\max} - 0 - \Phi_{\min} - 0$, т.е. период изменения потока равен периоду механических колебаний ротора. Амплитудное значение напряжения в этом случае оказывается выше, чем при $A = \tau/2, x_0 = 0$; эти напряжения соотносятся как 80 В и 50 В. Сравнение энергетических характеристик для этих двух случаев будет рассмотрено далее.

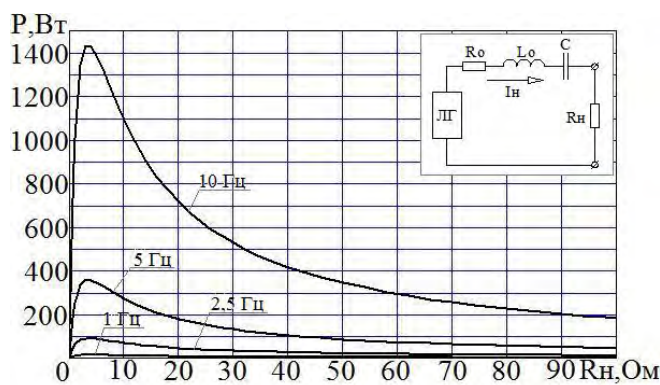
Напряжение для случая большой амплитуды колебаний ротора показано на рис. 5, в, г и иллюстрирует сложный полигармонический закон его изменения во времени. В кривых напряжения содержится большое количество гармоник, как высших так и низших по отношению к основной частоте, равной 15 Гц для случая $x_0 = 0$ и 17,5 Гц для случая $x_0 = -\tau/2$. При этом амплитуда напряжения значительно превышает напряжение в случае $A = \tau/2$.

состав этих кривых (правая часть графиков). Рассмотрены два случая – малой амплитуды колебаний при $A = \tau/2$ и большой амплитуды колебаний при $A = 5\tau/2$. Отметим, что в случае малой амплитуды колебаний было выбрано значение $A = \tau/2$ в связи с тем, что именно при этом минимальном значении A величина потока в обмотке статора изменяется от максимально возможного значения Φ_{\max} и до минимально возможного – Φ_{\min} . В случае $A < \tau/2$ перепад величины потока в обмотке уменьшается, что приводит к снижению ЭДС в обмотке генератора.

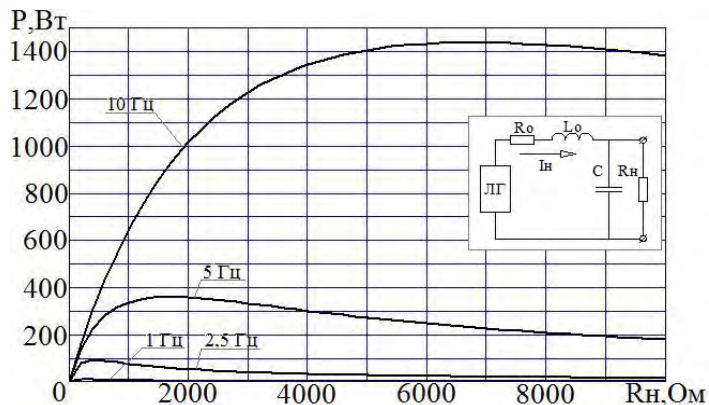
Форма напряжения для случая малой амплитуды колебаний ($A = \tau/2, x_0 = 0$) близка к синусоиде (рис. 5, а). В кривой напряжения существует лишь небольшая по величине вторая гармоника, составляющая 11,5% от первой. Характерной особенностью для этого случая является то, что электрическая частота равна удвоенной механической частоте – $f_e = 2f_r = 5$ Гц. Это вызвано тем, что за время одного периода механических колебаний ротора $T_r = 1/f_r$ величина магнитного потока, сцепленного с обмоткой статора, проходит последовательно через следующие значения: $\Phi_{\max} - 0 - \Phi_{\max} - 0 - \Phi_{\max}$. То есть величина потока за это время дважды повторяет одни и те же значения, что и приводит к удвоению электрической частоты напряжения (по отноше-



а)



б)



в)

Рис. 6

отбираемой мощности максимальна. В случае последовательного включения емкости оптимальное сопротивление нагрузки приблизительно равно внутреннему сопротивлению генератора – $R_H^* \approx R_0$ (равенство является приблизительным из-за наличия высших гармоник в кривой напряжения). Отсю-

Мощность в активной нагрузке.

Результаты расчета с помощью разработанной Simulink-модели величины средней за период мощности, выделяемой в активной нагрузке, для случая формы напряжения согласно рис. 5, а ($A = \tau/2, x_r = 0$) показаны на рис. 6. Учитывая, что реактивное сопротивление исследуемого генератора велико, для компенсации реактивной мощности в работе применялась емкость, включенная последовательно или параллельно с нагрузкой. Результаты расчета мощности в нагрузке для трех указанных случаев – при отсутствии емкости, при последовательном и при параллельном включении емкости, приведены на рис. 6. В схеме без емкости (рис. 6, а) существует оптимальное значение сопротивления нагрузки $R_H^* \approx \sqrt{(\omega_e L_0)^2 + R_0^2}$ – см. далее выражение (13). Здесь $\omega_e = 2 \cdot 2\pi f_r$ – электрическая угловая частота, равная для случая $A = \tau/2, x_0 = 0$ удвоенной механической частоте. В силу большого реактивного сопротивления в цепи генератора, величина тока мала и мощность, выделяемая в оптимальной нагрузке, также мала. С ростом частоты мощность в нагрузке возрастает приблизительно пропорционально частоте колебаний ротора f_r . Такой рост мощности связан с тем, что напряжение и оптимальное сопротивление нагрузки растут приблизительно пропорционально частоте, отсюда и мощность, равная U^2 / R_H^* , также растет пропорционально этой частоте.

Результаты расчетов для случая последовательного и параллельного включения емкости показаны соответственно на рис. 6, б и в. Из графиков зависимостей мощности на рис. 6, б, в можно сделать следующее заключение.

- Применение емкости позволяет существенно повысить величину мощности, отбираемой от генератора и выделяемой в нагрузке. Причем, величина этой мощности не зависит от способа включения емкости.

- Существует оптимальное сопротивление нагрузки R_H^* , при котором величина

да схему с последовательным включением емкости можно рекомендовать при работе генератора на низкоомную нагрузку.

- Случай параллельного включения емкости характеризуется относительно большим значением оптимального сопротивления нагрузки и такую схему лучше применять при работе генератора на высокоомную нагрузку.

Так как напряжение генератора в случае $A = \tau / 2$, $x_0 = 0$ является практически синусоидальным, то для расчета величины мощности в нагрузке в этом случае, а также расчета величины оптимального сопротивления нагрузки можно использовать аналитические выражения, которые приведены далее для случая синусоидального источника напряжения. Эквивалентные электрические схемы для трех рассматриваемых случаев показаны на рис. 7.

Для схемы на рис. 7, а, когда емкость отсутствует, справедливы следующие выражения.

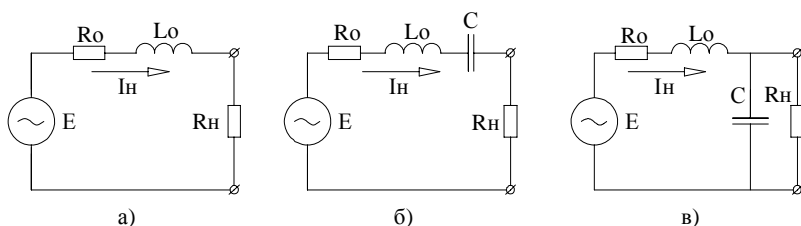


Рис. 7

Величины тока и мощности в нагрузке

$$I = E / [(R_0 + R_n)^2 + (\omega_e L_0)^2]^{-0.5}, \quad (11)$$

$$P_n = I^2 R_n = \frac{E^2 R_n}{(R_0 + R_n)^2 + (\omega_e L_0)^2}. \quad (12)$$

Оптимальное значение R_n^* получим из (12) путем дифференцирования по R_n :

$$R_n^* = \sqrt{(\omega_e L_0)^2 + R_0^2}. \quad (13)$$

Максимальное значение мощности в нагрузке в этом случае:

$$P_n^* = \frac{E^2}{4\sqrt{(\omega_e L_0)^2 + R_0^2}}. \quad (14)$$

При $\omega L_0 \ll R_0$ величина

$$R_n^* = R_0, \quad P_n^* = E^2 / 4R_0. \quad (15)$$

Для схемы на рис. 7, б, когда емкость включена последовательно с нагрузкой, величина тока достигает максимума при выполнении условия резонанса $\omega_e L_0 = 1 / \omega_e C$. Отсюда величина оптимальной емкости $C^* = 1 / (\omega_e^2 L_0)$. При этом согласно (15) оптимальное значение $R_n^* = R_0$, а максимальное значение мощности в нагрузке $P_n^* = E^2 / 4R_0$.

Для схемы на рис. 7, в, когда емкость включена параллельно нагрузке, могут быть получены следующие соотношения.

Электрическую схему с параллельным соединением емкости преобразуем в эквивалентную схему с последовательным соединением с эквивалентными параметрами $R_{эке}, C_{эке}$, вычисляемыми на основании следующих выражений [1]:

$$R_{эке} = R_n / [1 + (R_n \omega_e C)^2], \quad C_{эке} = [1 + (R_n \omega_e C)^2] / R_n^2 \omega_e^2 C. \quad (16)$$

Отсюда из условия $\omega_e L_0 = 1 / \omega_e C_{эке}$ и $R_{эке} = R_0$ получим следующие значения для оптимальных параметров цепи

$$R_H^* = R_0 + (\omega_e L_0)^2 / R_0, \quad C^* = L_0 / [R_0^2 + (\omega_e L_0)^2]. \quad (17)$$

Расчетные значения R_H^* согласно (17) для данных рис. 6, в при частотах $f_r = 2,5; 5$ и 10 Гц составляют соответственно $R_H^* = 0,421; 1,67$ и $6,7$ кОм. Эти значения хорошо согласуются с результатами численных расчетов на рис. 6, в.

В случае, если $\omega_e L_0 \gg R_0$, выражения (17) упрощаются следующим образом:

$$R_H^* \approx (\omega_e L_0)^2 / R_0 \gg R_0, \quad C^* = 1 / \omega_e^2 L_0. \quad (18)$$

При этих оптимальных значениях параметров величина мощности, выделяемой в активной нагрузке, будет достигать максимального значения, равного $P_H^* = E^2 / 4R_0$.

Из анализа выражений (17) и (18) видно, что при параллельном включении емкости величина оптимальной нагрузки значительно превышает собственное активное сопротивление генератора – т.е. случай параллельного включения целесообразно применять при работе на большую омическую нагрузку.

Приведенные выше результаты расчетов и аналитические выражения справедливы для напряжения генератора синусоидальной формы – этот случай реализуется при $A = \tau / 2, x_0 = 0$ (рис. 5, а). При несинусоидальном напряжении генератора задача определения оптимального значения C^* может быть решена с помощью разработанной Simulink-модели. Результаты ее решения приведены далее.

Сравнение двух вариантов генератора. Выполним сравнение двух вариантов генератора, соответствующих данным рис. 5, а, и рис. 5, б по величине напряжения и мощности в нагрузке. Вариант 1 характеризуется значениями $A = \tau / 2, x_0 = 0$, а вариант 2 – $A = \tau / 2, x_0 = -\pi / 2$ (рис. 5 а, б). Рассматривается случай последовательного включения оптимальной емкости для обоих вариантов. Для 1-го варианта напряжение практически синусоидальное (рис. 5, а) и в этом случае $C^* = 1 / ((2\omega_r)^2 L_0)$. Для 2-го варианта оптимальное значение C^* определялось с помощью разработанной Simulink-модели генератора. Полученная расчетная зависимость мощности $P_H(C)$ показана на

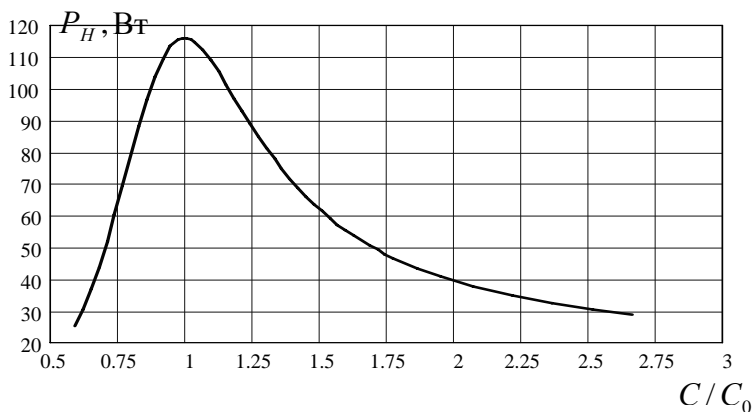


Рис. 8

рис. 8, из которой следует, что оптимальное значение емкости для варианта 2 составляет $C^* \approx 1 / (\omega_r^2 L_0) = 3,4$ мФ.

Результаты сопоставительного анализа двух вариантов приведены в таблице. Как следует из этой таблицы, вариант 1 характеризуется меньшим количеством высших гармоник, меньшей величиной оптимальной емкости (из-за более высокой частоты), но передает в нагрузку меньшую мощность, т.е. с точки зрения передачи максимальной мощности в нагрузку более предпочтителен генератор по варианту 2.

Заключение. Разработана математическая модель и Simulink-программа для анализа динамических процессов и эффективности энергопреобразования в однофазном магнитоэлектрическом линейном генераторе возвратно-поступательного движения. Показано, что для получения синусоидального напряжения холостого хода генератора необходимо осуществлять колебание ротора с амплитудой, равной $\tau / 2$. При этом электрическая частота равна удвоенной механической частоте колебаний ротора. При других значениях амплитуды колебаний напряжение имеет сложную полигармоническую форму. Рассмотрен спектральный состав этого напряжения при различной амплитуде колебаний ротора.

Величина	Вариант 1	Вариант 2
Амплитуда напряжения холостого хода, В	50	80
Частота напряжения, Гц	5	2,5
Амплитуда первой гармоники напряжения, В	49,6	56
Коэффициент гармоник $k = (U_2^2 + U_3^2 + U_5^2 + \dots)^{0,5} / U_1$	12,1 %	37,4 %
Оптимальное значение емкости, мФ	0,84	3,4
Оптимальная величина сопротивления нагрузки R_H^*	$R_0 = 3,4$ Ом	$R_0 = 3,4$ Ом
Средняя мощность, выделяемая в нагрузке R_H^* , Вт	90	116

- Исследуемый генератор характеризуется большим индуктивным сопротивлением, существенно ограничивающим величину мощности, передаваемой в активную нагрузку. В работе рассмотрен случай компенсации реактивной мощности с помощью конденсаторной батареи, включенной как последовательно, так и параллельно нагрузке. Показано, что при работе на низкоомную нагрузку целесообразно применять схему с последовательным включением емкости, а при работе на высокоомную нагрузку – ее параллельное включение. Для случая несинусоидального напряжения генератора рассмотрена задача выбора оптимального значения емкости с использованием разработанной Simulink-программы.
- Проведено сравнение двух вариантов исполнения генератора, отличающихся пространственным сдвигом статора по отношению к ротору и предложен вариант с наибольшей мощностью в оптимальной нагрузке.

1. Атабеков Г.И. Основы теории цепей. М.: Энергия, 1969. – 424 с.
2. Иванова И.А. Исследование и разработка магнитоэлектрического линейного генератора для преобразования энергии морских волн : Дис. ... канд. техн. наук : 05.09.01 СПб., 2006. – 119 с.
3. Козирський В.В., Петренко А.В. Підвищення ефективності електроводопостачання споживачів у сільських регіонах на базі впровадження автономної комбінованої вітроустановки. // Електрифікація та автоматизація сільського господарства. – 2007. – № 1. – С. 14–22.
4. Морозкина М.В. Разработка волновых энергетических установок с линейными электрическими генераторами: Автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.14.08. М., – 1993. – 19 с.
5. Baker N. "Linear Generators for Direct Drive Marine Renewable Energy Converters". A thesis for the Degree of Doctor of Philosophy (PhD). – University of Durham. – 2003.
6. Ivanova I.A, Agren O., Bernhoff H. Simulation of Wave-Energy Converter With Octagonal Linear Generator. IEEE Journal of Oceanic Engineering. – 2005. – V. 30. – №.3. – 2005. – Pp. 619–629.
7. Waters R., Stalberg M., Danielsson O. et al. Experimental results from sea trials of an offshore wave energy system. Applied Physics Letters, 90. – 2007.
8. www.mathworks.com

Надійшла 27.03.2009

УДК 621.311

Н.В.Костерев, докт.техн.наук., **П.Л.Денисюк**, канд.техн.наук., **В.В.Литвинов** (Национальный тех.-нический университет Украины «КПИ», Киев)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРИОРИТЕТНОСТИ СПОСОБОВ ПОВЫШЕНИЯ СТАТИЧЕСКОЙ УСТОЙЧИВОСТИ УЗЛА НАГРУЗКИ С АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ В УСЛОВИЯХ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО ВЫБОРА

Решена задача выбора оптимальной последовательности применения способов повышения статической устойчивости узлов нагрузки с асинхронными двигателями в зависимости от тяжести послеаварийного режима. В качестве способов повышения статической устойчивости рассматривались: изменение коэффициента трансформации трансформатора, регулирование тока возбуждения синхронных двигателей, регулирование перетоков реактивной мощности с помощью источника реактивной энергии, принадлежащего узлу нагрузки, и отключение неответственных потребителей. Результатом решения оптимизационной задачи многокритериального анализа является вектор наилучших альтернатив, построенный по принципу доминантности. Для определения весовых коэффициентов важности критериев был использован метод Саати.

Розв'язано задачу вибору оптимальної послідовності застосування способів підвищення статичної стійкості вузла навантаження з асинхронними двигунами в залежності від важкості післяаварійного режиму. Як способи підвищення статичної стійкості розглядалися: зміна коефіцієнта трансформації трансформатора, регулювання струму збудження синхронних двигунів, регулювання перетоку реактивної потужності за допомогою джерела реактивної енергії, що належить вузлу навантаження, і відключення невідповідальних споживачів. Результатом рішення оптимізаційної задачі багатокритеріального аналізу є вектор найкращих альтернатив, побудований за принципом домінантності. Для визначення вагових коефіцієнтів важливості критеріїв було використано метод Саати.

При решении задач выбора способов повышения статической устойчивости узлов нагрузки с асинхронными двигателями [4] появляется необходимость определения последовательности их применения в зависимости от тяжести послеаварийного режима. Способы повышения статической устойчивости узлов нагрузки с асинхронными двигателями представлены в [3,4]. Для оценки их эффективности к этим способам предъявляется ряд требований [3], которые можно представить в качестве критериев оптимизации. Следовательно, задача определения приоритетности действий для повышения статической устойчивости узла нагрузки относится к задачам многокритериальной оптимизации. При решении задачи многокритериальной оптимизации, математическая запись которой представлена в [6], возникают трудности с правильным подбором весовых коэффициентов важности оптимизационных критериев. Наиболее полный обзор методов их определения приводится в [1,2], а иерархическая структура самих методов показана в [5].

При решении практических задач обоснования требований и оценки коэффициентов веса возникает вопрос рационального выбора метода определения весовых коэффициентов. Нерациональный выбор метода приводит к недостаточной обоснованности производимых операций над малодостоверными исходными данными.

Анализ литературы [1,2,5] позволяет определить основные факторы, влияющие на выбор метода оценки весовых коэффициентов. Этими факторами являются: физическая сущность параметров, сложность получения экспертной информации, степень согласованности мнений экспертов, трудоемкость обработки исходных экспертных данных.

Определение весовых коэффициентов важности оптимизационных критериев оценки способа повышения статической устойчивости сталкивается со сложностью проведения экспертизы. Одним из

методов, требующих наименьшего времени общения с экспертами, является метод парных сравнений (метод Саати) [2], использующий шкалу относительной важности требований. С учетом сказанного, для определения весовых коэффициентов важности критериев используется именно метод Саати.

Постановка задачи. Имеется множество X , состоящее из n альтернативных вариантов: $X \in (x_1, x_2, \dots, x_n)$. Примем для типовой схемы узла нагрузки, содержащего асинхронные двигатели, $n = 4$ [3,4]. Соответственно рассмотрим четыре альтернативных варианта:

X1 – регулирование коэффициента трансформации с помощью РПН (ПБВ);

X2 – регулирование тока возбуждения синхронных двигателей (компенсаторов);

X3 – регулирование перетока реактивной мощности с помощью источника реактивной мощности (БСК, СТК);

X4 – отключение неответственных потребителей.

В этом случае множество альтернативных критериев выбора оптимального варианта $R \in (r_1, r_2, \dots, r_m)$ принимает следующий вид при $m = 4$ [3]:

R1 – надежность способа повышения статической устойчивости;

R2 – быстрдействие способа повышения статической устойчивости;

R3 – экономичность способа повышения статической устойчивости;

R4 – минимизация риска нарушения технологического процесса на предприятии.

Суть метода парных сравнений состоит в том, что результаты попарного сравнения параметров описываются соотношениями их весов, т.е. могут быть представлены в виде матрицы A (матрицы Саати)

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & \dots & a_{1m} \\ \dots & a_{ij} & \dots \\ a_{m1} & \dots & a_{mm} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где a_{ij} – степень доминантности i -го критерия над j -ым, $i, j = 1, \dots, m$.

Для матрицы Саати справедливы следующие соотношения:

$$a_{ii} = 1; \quad a_{i,j} = a_{j,i}^{-1}. \quad (2,3)$$

Определение весовых коэффициентов важности критериев. По результатам сравнительного влияния принятых критериев на обеспечение устойчивости узла нагрузки и возможных последствий предпочтения одного критерия другим и по результатам опроса эксперта по шкале относительной важности [2] было получено:

R2 доминирует над R1 с интенсивностью $a_{21} = 2$ (очень слабое превосходство);

R1 доминирует над R3 с интенсивностью $a_{13} = 6$ (сильное превосходство);

R4 доминирует над R1 с интенсивностью $a_{41} = 5$ (существенное превосходство);

R2 доминирует над R3 с интенсивностью $a_{23} = 4$ (среднее превосходство);

R4 доминирует над R2 с интенсивностью $a_{42} = 3$ (слабое превосходство);

R4 доминирует над R3 с интенсивностью $a_{43} = 8$ (подавляющее превосходство).

На основании этих данных составляется матрица попарных сравнений A

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1/2 & 6 & 1/5 \\ 2 & 1 & 4 & 1/3 \\ 1/6 & 1/4 & 1 & 1/8 \\ 5 & 3 & 8 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Определяются собственные числа матрицы:

$$A - \lambda E = \begin{bmatrix} 1-\lambda & 1/2 & 6 & 1/5 \\ 2 & 1-\lambda & 4 & 1/3 \\ 1/6 & 1/4 & 1-\lambda & 1/8 \\ 5 & 3 & 8 & 1-\lambda \end{bmatrix} = (1-\lambda)^4 - 6(1-\lambda)^2 + 11,5(1-\lambda) - 25,8 = 0. \quad (5)$$

Уравнение имеет четыре корня:

$$\lambda_1 = 4,4059; \quad \lambda_2 = -1,3889; \quad \lambda_{3,4} = 0,4915 \pm j1,7065. \quad (6)$$

Смысл в данной задаче имеет лишь положительный действительный корень $\lambda_1 = 4,4059$, при подстановки которого в (5) решается система уравнений относительно вектора-столбца весовых коэффициентов ω :

$$(A - \lambda_1 E)\Psi = \begin{bmatrix} 1-4,406 & 1/2 & 6 & 1/5 \\ 2 & 1-4,406 & 4 & 1/3 \\ 1/6 & 1/4 & 1-4,406 & 1/8 \\ 5 & 3 & 8 & 1-4,406 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1 \\ \omega_2 \\ \omega_3 \\ \omega_4 \end{bmatrix} = 0. \quad (7)$$

Результат перемножения матриц

$$\begin{cases} -3,4059\omega_1 + 0,5\omega_2 + 6\omega_3 + 0,2\omega_4 = 0 \\ 2\omega_1 - 3,4059\omega_2 + 4\omega_3 + 0,333\omega_4 = 0 \\ 0,166\omega_1 + 0,25\omega_2 - 3,4059\omega_3 + 0,125\omega_4 = 0 \\ 5\omega_1 + 3\omega_2 + 8\omega_3 - 3,4059\omega_4 = 0 \end{cases}. \quad (8)$$

Эта система имеет только нулевое решение. Для получения ненулевого вектора весов одно из уравнений заменяется условием нормировки $\sum_{i=1}^3 \omega_i = 1$

$$\begin{cases} -3,4059\omega_1 + 0,5\omega_2 + 6\omega_3 + 0,2\omega_4 = 0 \\ 2\omega_1 - 3,4059\omega_2 + 4\omega_3 + 0,333\omega_4 = 0 \\ 0,166\omega_1 + 0,25\omega_2 - 3,4059\omega_3 + 0,125\omega_4 = 0 \\ \omega_1 + \omega_2 + \omega_3 + \omega_4 = 1 \end{cases}. \quad (9)$$

Система (9) имеет единственное решение, которое и будет коэффициентами важности (веса) критериев оценки способа повышения статической устойчивости:

$$\omega_1 = 0,142; \quad \omega_2 = 0,196; \quad \omega_3 = 0,044; \quad \omega_4 = 0,618. \quad (10)$$

Определение оптимальной последовательности способов повышения запаса статической устойчивости. Имея полученные весовые коэффициенты, необходимо определить, какое из альтернативных решений необходимо применить в первую очередь – при небольших, но уже недопустимых, отклонениях напряжения, а какое – в случае возникновения серьезной опасности нарушения статической устойчивости. Очевидно, что наилучшим способом повышения статической устойчивости, а следовательно способом, реализуемым в первую очередь, следует считать ту альтернативу, у которой

степень недоминируемости по обоим сверткам будет максимальной. Поэтому для решения задачи поиска оптимального решения в условиях многокритериального выбора целесообразно выбрать принцип доминантности [5].

Для получения сверток компонент многоцелевого показателя использованы отношения предпочтения альтернатив по критериям (\succ – «лучше», \prec – «хуже», \sim – «эквивалентно», «равноценно») на основании физических процессов в узле нагрузки, протекающих при определенном способе повышения статической устойчивости с точки зрения того или иного критерия.

Надежность способа (R1):

$X1 \prec X3, X1 \prec X2, X1 \succ X4, X2 \sim X3$ (РПН – наименее надежный элемент трансформатора; поэтому регулирование напряжения лучше осуществлять регулированием перетока реактивной мощности с помощью БСК или СД, так как это входит в функции этих устройств; отключение неответственных двигателей с точки зрения надежности является крайней мерой вследствие высокой изношенности заводского электрооборудования и тяжелых условий пуска мощных асинхронных двигателей).

Быстродействие способа (R2):

$X1 \prec X2, X1 \prec X3, X1 \prec X4, X2 \succ X3, X3 \sim X4$ (переключение РПН занимает несколько секунд, то есть время, соизмеримое со временем нарушения устойчивости двигателей и с постоянной инерции ротора, тогда как коммутации выключателей БСК и неответственных асинхронных двигателей занимают 0,2–0,3 секунды, постоянные времени современных систем возбуждения синхронных машин – порядка 0,05–0,1 секунды).

Экономичность способа (R3):

$X4 \prec X2, X4 \prec X3, X2 \prec X3, X1 \succ X2, X3 \succ X1$ (отключение двигателей, способствуя сохранению устойчивости узла нагрузки, часто вызывает недоотпуск продукции или снижение ее качества, причиняя определенный ущерб, пусть значительно меньший, чем от нарушения устойчивости, тогда как существенно повысить напряжение узла нагрузки можно путем изменения коэффициента трансформации трансформатора, не изменяя перетока реактивной мощности, требования по которому обычно жестко регламентированы в отношениях предприятия и энергоснабжающей компании и его существенное изменение даже в технологических целях может привести к штрафам).

Минимизация риска нарушения технологического процесса (R4):

$X3 \sim X2, X3 \succ X1, X1 \succ X4$ (как было сказано выше, отключение потребителей приводит к изменению технологического процесса, при выходе из строя РПН трансформатора есть риск нарушения электроснабжения узла нагрузки, тогда как регулирование тока возбуждения мощных синхронных двигателей и количества параллельных батарей конденсаторов не оказывает негативного влияния на качество технологического процесса).

На основании полученных предпочтений строятся свертки $\mu_{Rk}(x_i, x_j) \quad k=1,2,3,4$

$$\begin{aligned} \mu_{R1}(x_i, x_j) \Rightarrow & \begin{array}{c|cccc} x_i/x_j & x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ \hline x_1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ x_2 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ x_3 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ x_4 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} ; & \mu_{R2}(x_i, x_j) \Rightarrow & \begin{array}{c|cccc} x_i/x_j & x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ \hline x_1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ x_2 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ x_3 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ x_4 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{array} ; \\ \mu_{R3}(x_i, x_j) \Rightarrow & \begin{array}{c|cccc} x_i/x_j & x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ \hline x_1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ x_2 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ x_3 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ x_4 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} ; & \mu_{R4}(x_i, x_j) \Rightarrow & \begin{array}{c|cccc} x_i/x_j & x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ \hline x_1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ x_2 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ x_3 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ x_4 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} . \end{aligned} \quad (11)$$

Определение первой свертки $\mu_{Q1}(x_i, x_j)$

$$\mu_{Q_1}(x_i, x_j) \Rightarrow \begin{array}{c|cccc} x_i/x_j & x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ \hline x_1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ x_2 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ x_3 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ x_4 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \quad (12)$$

Определение отношений строгого предпочтения по первой свертке $\mu_{Q_1^s}(x_i, x_j)$

$$\mu_{Q_1^s}(x_i, x_j) \Rightarrow \begin{array}{c|cccc} x_i/x_j & x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ \hline x_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ x_2 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ x_3 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ x_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \quad (13)$$

Определение множества недоминирующих альтернатив по первой свертке

$$\mu_{Q_1^{nd}}(x) = 0 \quad 1 \quad 1 \quad 0. \quad (14)$$

Определение второй свертки

$$\mu_{Q_2}(x_i, x_j) \Rightarrow \begin{array}{c|cccc} x_i/x_j & x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ \hline x_1 & 1 & 0,662 & 0 & 0,804 \\ x_2 & 0,338 & 1 & 0,956 & 1 \\ x_3 & 0,534 & 0,804 & 1 & 1 \\ x_4 & 0,196 & 0 & 0,196 & 1 \end{array} \quad (15)$$

Определение отношения строгого предпочтения по второй свертке $\mu_{Q_2^s}(x_i, x_j)$

$$\mu_{Q_2^s}(x_i, x_j) \Rightarrow \begin{array}{c|cccc} x_i/x_j & x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ \hline x_1 & 0 & 0,324 & 0 & 0,608 \\ x_2 & 0 & 0 & 0,152 & 1 \\ x_3 & 0,534 & 0 & 0 & 0,804 \\ x_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array} \quad (16)$$

Определение множества недоминирующих альтернатив по второй свертке $\mu_{Q_2^{nd}}(x)$

$$\mu_{Q_2^{nd}}(x) = 0,466 \quad 0,676 \quad 0,848 \quad 0. \quad (17)$$

Определение наилучшей альтернативы $\mu_{Q_0}(x)$

$$\left. \begin{array}{l} \mu_{Q_1^{nd}}(x) = 0 \quad 1 \quad 1 \quad 0 \\ \mu_{Q_2^{nd}}(x) = 0,466 \quad 0,676 \quad 0,848 \quad 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \mu_{Q_0}(x) = 0,466 \quad 1 \quad 1 \quad 0. \quad (18)$$

В результате решения задачи многокритериальной оптимизации получено:

— решения X2 (регулирование тока возбуждения синхронных двигателей) и X3 (регулирование перетока реактивной мощности с помощью источника реактивной мощности) являются наилучшими с одинаковой степенью недоминантности по обоим сверткам, то есть с равной приоритетностью применения;

- решение X1 (регулирование коэффициента трансформации) хуже по сравнению с X2 и X3;
- решение X4 (отключение неответственных потребителей) является наихудшим из четырех.

На основании полученных результатов можно предложить следующее. Если в реальных промышленных узлах нагрузки по условиям технологического процесса установлены мощные синхронные двигатели, то нет необходимости в установке дополнительных источников реактивной мощности (БСК, СТК). И, наоборот, если синхронные двигатели не предусмотрены, то для компенсации реактивной мощности установлены БСК или СТК. Учитывая эту взаимную исключаемость вариантов X2 и X3, а также их равную приоритетность при решении задачи повышения статической устойчивости, представляется целесообразным их объединение. В этом случае приоритетность использования способов повышения статической устойчивости имеет следующий вид:

- 1) регулирование перетока реактивной мощности с помощью источника реактивной мощности;
- 2) регулирование напряжения путем изменения коэффициента трансформации трансформатора;
- 3) снижение перетока мощности к узлу нагрузки путем отключения неответственных потребителей.

Выводы. Метод доминантности позволяет получить оптимальную последовательность применения способов повышения запаса статической устойчивости узла нагрузки с асинхронными двигателями, причем определяется только качественное доминирование одного способа над другим с точки зрения поставленной задачи. Для количественного определения степени применения каждого из способов необходимо использование других методов многокритериальной оптимизации.

Полученный в результате решения поставленной задачи результат подходит только для типовых узлов нагрузки энергосистемы. Для узлов нагрузки, отличных от рассмотренного в этой задаче, необходимо учитывать эти отличия при принятии экспертом решения о доминировании критериев по шкале относительной важности и при составлении отношений предпочтения альтернатив по критериям. Также необходимо учитывать квалификацию эксперта и субъективность восприятия им шкалы относительной важности критериев.

1. Анохин А.М., Глотов В.А., Павельев В.В., Черкашин А.М. Методы определения коэффициентов важности критериев. // Автоматика и телемеханика. – 1997. – №8. – С. 3–35.
2. Домарев В.В. Безопасность информационных технологий. Системный подход. – К.: ООО ТИД «Диасофт», 2004. – 318 с.
3. Литвак Л.В. Рациональная компенсация реактивных нагрузок на промышленных предприятиях. М.–Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 256 с.
4. Литвинов В.В., Костерев Н.В., Денисюк П.Л. Модель фаззи-контроллера для обеспечения статической устойчивости промышленного узла нагрузки энергосистемы. // 36. наук.праць Донецького нац. техн. ун-ту.Серія „Електротехніка і енергетика”. Вип.8(140). – Донецьк: ДВНЗ „ДонНТУ”, 2008. – С. 51–54.
5. Хоменюк В.В. Элементы теории многокритериальной оптимизации. М.: Наука, 1983, – 360 с.
6. Штойер Р. Многокритериальная оптимизация: теория, вычисления, приложения. М.: Наука, 1982, – 382 с.

Надійшла 13.03.2009

В.Е.Бондаренко, В.В.Черкашина, И.В.Барбашов, (НТУ «ХПИ»), Н.М.Черемисин (НТУ сельского хоз-ва им. П.Василенко, Харьков). Е.М.Линник (ГПИНИИ «Укрэнергосетьпроект», Харьков)

АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ И ПЕРСПЕКТИВЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ВОЗДУШНЫМИ ЛИНИЯМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА В УКРАИНЕ

Для оценки эффективности передачи электрической энергии и технико-экономического анализа в статье предлагается современный подход принятия приоритетных решений на стадии проектирования воздушных линий в условиях рыночных отношений.

Для оцінки ефективності передачі електричної енергії та техніко-економічного аналізу запропоновано сучасний підхід щодо прийняття пріоритетних рішень на стадії проектування повітряних ліній електропередачі в умовах ринкових відношень.

Введение. Учитывая нестабильную экономическую ситуацию в Украине (рост цен на отдельные виды топлива и электроэнергетическое оборудование, материалы и строительные-монтажные работы, дефицит финансовых средств для закупки оборудования), до 2020 года намечается минимальный объем ввода новых электросетевых объектов. При этом необходимо обязательное обеспечение:

- нормативных условий выдачи мощности электростанций;
- надежного энергоснабжения потребителей;
- планируемых поставок экспорта электроэнергии;
- дальнейшего развития способов противоаварийного управления, связи, телемеханики, учета электроэнергии для реализации устойчивой и надежной работы ОЭС Украины с энергообъединениями России, стран Восточной Европы.

Успешное решение задач, которые стоят перед энергетикой Украины, возможны только при наличии государственной стратегии, опирающейся на современную методологию проектирования и эксплуатации, новые научные направления и технические решения, направленные на повышение надежности, стабильности, экономической эффективности передачи электрической энергии.

Постановка проблемы. Несмотря на большой накопленный опыт и научный поиск, проделанный учеными в этой области исследований, принятие решений в процессе проектирования элементов электроэнергетических систем и линий электропередачи осуществляется при дефиците четких всесторонне научно обоснованных рекомендаций и методик. Это ограничивает возможность оценки технико-экономических показателей принимаемых решений на стадии проектирования воздушных линий (ВЛ) и приводит к недостаточной эффективности проектных решений [3,8].

Анализ последних исследований и публикаций. Как показывает практика, сложившиеся рыночные отношения между субъектами проектных решений требуют нового научного направления и, прежде всего, в стратегии развития линий электропередачи и электроэнергетической системы в целом.

К основным направлениям в совершенствовании структуры ВЛ прежде всего следует отнести увеличение пропускной способности линий электропередачи (ЭП), снижение ущерба от воздействия на экологию окружающей среды и инженерные коммуникации [3].

Воздействие ВЛ электропередачи на окружающую среду связано с негативным влиянием на живые организмы и инженерные коммуникации, а также с отчуждением земельных участков, сокращением сельскохозяйственных, лесных и охотничьих угодий. ВЛ нарушают целостность полей и кормовых угодий, способствуют росту сорняков, создают помехи для обработки полей с воздуха, применения агротехники, орошения. Особенно большой ущерб наносится лесным угодьям, поскольку просеки под трассами линий полностью выводятся из хозяйственного оборота, увеличивается лесоповал (вдоль трасс линий). Периодические (1 раз в 5 лет) расчистки трасс линий механическим путем и с помощью гербицидов выводят из процесса воспроизводства кислорода в атмосферу Земли тысячи гектаров лесных угодий.

Кроме указанных экологических воздействий, ВЛ являются также источником возникновения радиопомех и помех в высокочастотных каналах связи ВЛ. На их уровень влияют конструктивные параметры линий, погодные условия и состояние поверхности проводов [4].

Известно, что конструктивные решения ВЛ существенно влияют на технические характеристики передачи электрической энергии. Так наряду с ВЛ традиционного конструктивного исполнения существуют: компактные воздушные линии (КВЛ); управляемые самокомпенсирующие воздушные линии (УСВЛ); воздушные линии с цепями различных классов напряжения (комбинированные ВЛ); воздушные линии с изолированными проводами (ВЛИ).

Цель статьи. Для оценки эффективности передачи электрической энергии и технико-экономического анализа в статье предлагается современный подход принятия приоритетных решений на стадии проектирования воздушных линий в условиях рыночных отношений.

Основные материалы исследования. Воздушные линии традиционного конструктивного исполнения. По конструктивному исполнению ВЛ традиционного конструктивного исполнения (традиционные ВЛ) могут быть одно- и двухцепными. Габариты традиционных ВЛ устанавливаются нормами по условиям безопасного передвижения людей и транспорта под линиями и зависят от номинального напряжения ВЛ, характеристики местности (населенная, ненаселенная, труднодоступная) и типа пересекаемого сооружения (табл. 1) [3]. В табл.1 показаны минимальные расстояния от проводов ВЛ до поверхности земли.

Табл. 1

Характеристика местности, м	Напряжение ВЛ, кВ			
	110	150	220	330
Населенная	7	7,5	8	8
Ненаселенная	6	6,5	7	7,5
Труднодоступная	5	5,5	6	6,5
Недоступные склоны гор, скалы, утесы	3	3,5	4	4,5

Пролеты ВЛ выбирают по экономическим соображениям, так как с увеличением длины пролета l необходимо увеличивать высоту опор H , чтобы не нарушить допустимый габарит линии h ; при этом уменьшается количество опор и изоляторов на линии. В табл. 2 приведены конструктивные размеры ВЛ разных напряжений при определенных габаритах [4].

Табл. 2

Номинальное напряжение, кВ	Расстояние между проводами, м	Длина пролета l м	Высота опоры H , м	Габарит линии h , м
110	4	170–250	13–14	6–7
220	7	250–350	25–30	7–8
330	9	300–400	25–30	7,5–8
750	15	450–750	30–41	10–12

ВЛ выполняют неизолированными проводами. Конструкция фазы ВЛ определяется, в основном, маркой и сечением проводов, их количеством в фазе, расположением и расстояниями между ними. ВЛ с расщепленными фазами, где в

одной фазе используют два и более провода, применяется на напряжение 330–750 кВ.

На одноцепных опорах провода располагают в вершинах треугольника или в горизонтальной плоскости (рис. 1, $a-e$), на двухцепных – в виде прямой или обратной “елки” либо в виде “бочки” (рис. 1, $z-e$). Прямая “елка” применяется редко из-за неудобства монтажа, обратная “елка” удобно монтируется, но требует двух защитных тросов; поэтому наиболее широкое применение на ВЛ получило расположение проводов в виде “бочки” (рис. 1).

Конструктивное исполнение ВЛ существенно зависит от климатических условий: температуры, ветра, гололеда, а также от наличия в окружающей среде сернистых газов, отложений солей и т.п. [4].

Для ВЛ переменного тока традиционного конструктивного исполнения стоимостные показатели определяются согласно методике, которая отражает зависимость стоимости ВЛ от конструкции фазы [7]. Согласно этой методике, стоимость ВЛ переменного тока можно оценить следующим выражением:

$$K_{ВЛ}^{мрэд} = K'_{ВЛ} + \gamma_F \cdot F + \gamma_{nr} \cdot nr, \quad (1)$$

где $K'_{ВЛ}$ – составляющая стоимости ВЛ, не зависящая от конструкции фазы; γ_F – коэффициент при составляющей стоимости ВЛ, зависящей от сечения фазы F (мм^2); γ_{nr} – коэффициент при составляющей стоимости ВЛ, зависящей от произведения nr ; n, r – число и радиус составляющих фазы (шт, см).

Численные значения коэффициентов для определения стоимости традиционных ВЛ зависят от конструктивного исполнения, типа опор, класса напряжения.

Компактные воздушные линии. Принцип создания компактных воздушных линий основан на оптимизации конструкции фаз ВЛ с целью обеспечения наиболее эффективного использования поверхности проводов при изменении числа составляющих в фазе. При этом натуральная мощность ВЛ переменного тока пропорциональна числу составляющих в фазе и коэффициенту использования, определяется выражением [1]

$$P_n = 0,05 \cdot n \cdot r_0 E_{\text{доп}} \cdot k_{\text{исп}}, \quad (2)$$

где $E_{\text{доп}}$ – допустимая напряженность на поверхности проводов; $k_{\text{исп}}$ – коэффициент использования поверхности проводов.

Уменьшение расстояния между фазами (сближение фаз) приводит к значительному уменьшению необходимых размеров фаз, поэтому для сокращения габаритов ВЛ наиболее целесообразно при увеличении числа составляющих уменьшить расстояние между фазами.

При оценке стоимости КВЛ, имеющих сближенные фазы, численные значения этих коэффициентов снижаются в среднем на 10 % при расщеплении фаз по сравнению с ВЛ традиционной конструкции.

Применение КВЛ дает возможность передавать одну и ту же расчетную мощность по ВЛ разных классов напряжения, что изменяет границы областей рационального применения таких линий ЭП и позволяет временно осуществлять работу линии с уменьшенным числом проводов в фазах, что можно совместить с работой линии при меньшем номинальном напряжении, а по мере увеличения мощности передачи подвешивать дополнительные провода и соответственно увеличивать пропускную способность линии [1].

В случае применения КВЛ взамен традиционных ВЛ сокращается число параллельных цепей, что обеспечивает значительный экономический эффект. Например, при замене двухцепной традиционной ВЛ одной КВЛ напряжением 110–500 кВ стоимость ЭП снижается на 30–35 %. Также при прочих равных условиях повышается их пропускная способность на 25–35 %.

Управляемые самокомпенсирующие воздушные линии (УСВЛ). УСВЛ представляет собой передачу электрической энергии, состоящую из нескольких однофазных ЭП, сближенных между собой на минимально допустимые расстояния. Разработки таких линий направлены на увеличение пропускной способности ЭП, улучшения управления режимами ЭЭС, повышения надежности и технико-экономической эффективности, сокращения полосы отчуждения. УСВЛ включает в свой состав фазорегулирующие устройства (ФР), обеспечивающие регулирования угла сдвига трехфазных систем напряжения цепей друг относительно друга, и компенсирующие устройства (КУ), необходимые для дополнительного регулирования нормальными и аварийными режимами.

Благодаря таким техническим решениям, созданы условия для возникновения усиленного электромагнитного влияния цепей ЭП друг на друга, обеспечивающего изменение на 20–40 % значений их первичных параметров, что при соответствующем знаке этого влияния увеличивает пропускную способность линии. С помощью ФР или схем переключения осуществляется регулирование угла сдвига между системами напряжений цепей, а следовательно эквивалентных параметров, что совместно с КУ обеспечивает управление диапазоном характеристик ЭП и параметрами режима ЭЭС.

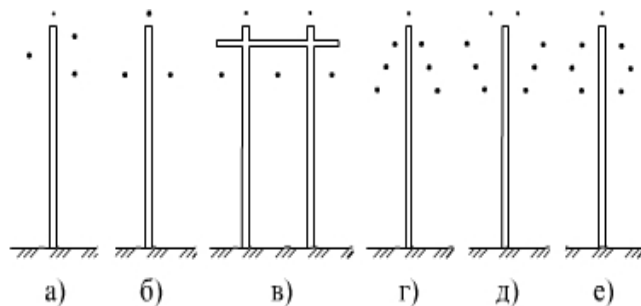


Рис. 1

Расстояние между сближенными фазами цепей управляемых самокомпенсирующих воздушных линий, выбранное с учетом максимально возможного напряжения между ними (например, для двухцепной УСВЛ – двойного фазного рабочего), а также с учетом коммутационных и грозовых перенапряжений, может быть равно величине

$$d_c = (0,2 - 0,4)D, \quad (3)$$

где D – расстояние между фазами традиционных ВЛ.

При этом требуется, чтобы конструктивные элементы опоры были вынесены за пределы пространства между сближенными фазами. В ряде случаев в пролете между сближенными фазами предусматривается установка изоляционных распорок.

Сравнивая традиционные ВЛ с управляемыми самокомпенсирующими ВЛ, необходимо отметить, что при регулировании фазового сдвига между системами векторов напряжений цепей в УСВЛ происходит перенос мощности между ее цепями, в результате чего цепи загружаются неодинаковыми активными и реактивными мощностями. Это объясняется наличием емкостной и индуктивной связей между цепями линии, благодаря которым взаимные токи и наведенные ЭДС от одной цепи изменяют величину фазы тока и напряжения соседней цепи, что равносильно передаче и приему соответствующей мощности [9].

Основные отличительные особенности расчетов технико-экономических показателей между традиционными ВЛ и УСВЛ следующие.

При определении затрат исходят из того, что зарядная мощность УСВЛ равна сумме зарядных мощностей двух отдельно работающих цепей (ее составляющих) в случае, когда угол смещения систем напряжений между цепями $\theta=180^\circ$, т.е. в режиме максимальной пропускной способности. В случае же когда $\theta=0^\circ$, а этого можно добиться с помощью ФР в режимах малых нагрузок и холостого хода, при которых необходимо подключение шунтирующего реактора (ШР), зарядная мощность УСВЛ значительно меньше и в среднем может быть определена по выражению [9]

$$Q_{УСВЛ}^{зар0^\circ} = 0,55Q_{УСВЛ}^{зар180^\circ} = 0,55(2Q_{ВЛ}^{зар}), \quad (4)$$

где $Q_{УСВЛ}^{зар0^\circ}$ – зарядная мощность УСВЛ при $\theta=0^\circ$; $Q_{УСВЛ}^{зар180^\circ}$ – зарядная мощность УСВЛ при $\theta=180^\circ$; $Q_{ВЛ}^{зар}$ – зарядная мощность традиционной ВЛ.

При определении затрат на компенсацию потерь электроэнергии в УСВЛ учитывается возможность снижения потерь на корону на счет регулирования параметров ЭП с помощью ФР. Суммарные потери электроэнергии в УСВЛ можно определить по выражению

$$\Delta\mathcal{E}_\Sigma = (\Delta\mathcal{E}_{кор}^{180^\circ} + \Delta\mathcal{E}_{нагр}) \left(\frac{100 - K_{рег}}{100} \right), \quad (5)$$

где $\Delta\mathcal{E}_{кор}^{180^\circ}$ – потери электроэнергии на корону в УСВЛ при $\theta=180^\circ$ (максимальные); $\Delta\mathcal{E}_{нагр}$ – нагрузочные потери электроэнергии в УСВЛ; $K_{рег}$ – коэффициент снижения суммарных потерь электроэнергии в УСВЛ за счет регулирования угла сдвига между системами векторов напряжений цепей при изменении величины передаваемой мощности и уменьшении составляющей потерь на корону по сравнению с традиционной ВЛ ($K_{рег}=6-10\%$) [5].

Таким образом, экономия потерь электроэнергии достигается за счет регулирования фазового сдвига между цепями УСВЛ и снижения тем самым потерь на корону.

Стоимость УСВЛ принимается равной 70–80 % от стоимости двухцепной традиционной ВЛ. Так, для УСВЛ стоимость определяется как

$$K_{УСВЛ} = 2 \cdot K_{ВЛ}^{трад} \cdot (0,7 - 0,8), \quad (6)$$

где $K_{ВЛ}^{трад}$ – стоимость традиционной ВЛ переменного тока.

Экономия капиталовложений также очевидна за счет уменьшения числа цепей и применения большого количества двухцепных ЭП, причем снижение капиталовложений линейной части дополняется экономией на ШР, количество которых для УСВЛ значительно меньше за счет регулирования зарядной мощности. Увеличение капиталовложений в УСВЛ по сравнению с традиционными ВЛ за счет установки ФР существенно не сказывается на общей эффективности.

Ширина полосы отчуждения для УСВЛ принимается равной сумме удвоенной ширины одноцепной опоры и удвоенной ее высоты [5].

Также следует отметить, что УСВЛ создают меньшие уровни напряженности электрического и магнитного полей в окружающем пространстве, что позволяет уменьшить полосу отчуждения по сравнению с полосой отчуждения традиционных ВЛ в расчете на единицу передаваемой мощности [5]. Следовательно, электропередачи на базе УСВЛ весьма эффективны в сравнении с традиционными ВЛ и могут рассматриваться как одно из перспективных направлений для передачи электроэнергии, в особенности для осуществления межсистемных связей.

Комбинированные (многоцепные) воздушные линии представляют собой конструкцию ВЛ с цепями разных классов напряжения.

Максимальная пропускная способность комбинированной ВЛ достигается при определенной величине взаимной индуктивности между цепями. Выбор такой величины – оптимизационная задача, критерием которой является повышение пропускной способности [6].

Воздушные линии с изолированными проводами. Логическим продолжением развития ВЛ являются воздушные линии с изолированными проводами (ВЛИ).

При использовании изолированных проводов расстояния между фазами могут быть приняты в 3–4 раза меньшими, чем в ВЛ традиционного конструктивного исполнения с неизолированными проводами, что позволяет повысить их пропускную способность и улучшить характеристики режимов. Кроме того, применение изолированных проводов снижает опасность гололедообразования, а также уменьшает аварийность от кратковременных соприкосновений проводов при пляске и качаниях под воздействием ветровых нагрузок.

В Финляндии, например, была сооружена ВЛ напряжением 110 кВ с изолированными проводами [11]. На рис. 2 показана конструкция изолированного провода SAX 110 кВ, который применяется для ВЛ напряжением 110 кВ. Здесь 1 – фазная алюминиевая токопроводящая жила; 2 – неизолированная несущая жила; 3 – первый слой изоляции; 4 – второй слой изоляции. Вес одного километра такого провода составляет 1650 кг.



Рис. 2

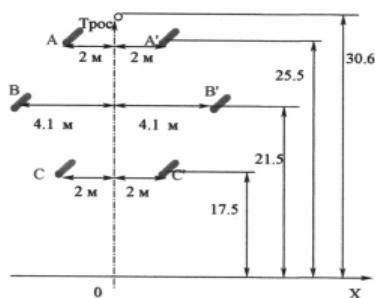
Такая система имеет три алюминиевых фазных жилы с двумя слоями изоляции и неизолированную несущую жилу, диаметр токопроводящей жилы – 22,5 мм; внешний диаметр провода – 37,5 мм; вес одного километра такого провода составляет 1650 кг.

Обычно ширина коридора ВЛ – 110 кВ традиционного конструктивного исполнения составляет 26 м, а у ВЛИ ширина коридора уменьшена более, чем на 50 %, и составляет 12 метров. Это сокращает габариты ВЛ и, таким образом, уменьшает стоимость отвода земельного участка под объект.

Новая технология SAX 110 кВ решает многие вопросы модернизации существующих ВЛ, например, переход на следующий класс напряжения, что приводит к увеличению габаритов линии и ширины коридора ВЛ. Поэтому нет необходимости конструировать новую ВЛ, когда нужно увеличить напряжение. Все это имеет позитивные последствия не только в экономическом и техническом аспекте, но и относительно воздействия ВЛ на окружающую среду [11].

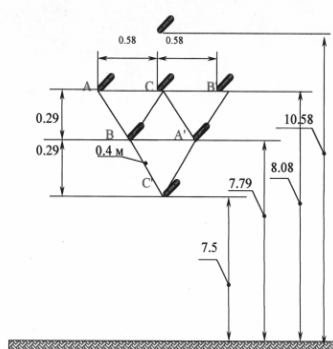
Принимая во внимание отечественный и зарубежный положительный опыт в области создания ВЛИ напряжением 0,4–110 кВ и их существенные преимущества по сравнению с ВЛ традиционных конструкций, а также разработки многоцепных УСВЛ, целесообразно рассмотреть создание ВЛИ на более высокие классы напряжения и в Украине.

Минимальное допустимое расстояние между фазами, выполненными из неизолированных одиночных или расщепленных проводов, определяется диэлектрическими свойствами воздушного промежутка «фаза–фаза», исходя из учета воздействия разности рабочих напряжений между этими фазами, а также внутренних и грозовых перенапряжений, требует установки между фазами в пролетах специальных изолирующих элементов (изоляционных распорок и др.).



Применение же изолированных проводов позволяет выполнить линии со сближенными фазами без изоляционных распорок и, к тому же, уменьшить расстояние между фазами, что обеспечит увеличение пропускной способности линии и дальнейшее улучшение ее характеристик.

Как пример можно рассмотреть выполненные технические и экспериментальные разработки по ВЛИ–110 кВ в Молдавской энергосистеме. В основу выбора конструкции ВЛИ–110 кВ положены принципы, описанные выше. Расстояние между проводами различных цепей ВЛИ–110 кВ приняты от 0,4 до 0,7 м.



Анализ и сопоставление параметров и характеристик выполнен между ВЛИ–110 кВ и традиционной ВЛ–110 кВ с конфигурацией расположения фаз по типу «бочка» (рис. 3). Конфигурация расположения фаз и геометрические расстояния для двухцепной ВЛИ–110 кВ показаны на рис. 4.

Для расчетов основных параметров ВЛИ–110 кВ со сближенными фазами используют выражения, выведенные на основе уравнений УСВЛ [2].

Так эквивалентное продольное сопротивление сближенных фаз разных цепей двухцепной ВЛИ в системе фаз этих цепей при симметричных значениях токов каждой цепи в отдельности определяются выражениями

$$\dot{Z}_{\Sigma 1} = (r_1 + j\omega L_1) + j\omega M \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}; \quad \dot{Z}_{\Sigma 2} = (r_2 + j\omega L_2) + j\omega M \frac{\dot{I}_1}{\dot{I}_2}, \quad (7,8)$$

где r_1, r_2 – активные сопротивления фаз; $j\omega L_1, j\omega L_2$ – собственные значения индуктивных сопротивлений сближенных фаз в системе фаз своих цепей; $j\omega M$ – взаимное индуктивное сопротивление между сближенными фазами в системе всех фаз цепей; \dot{I}_1, \dot{I}_2 – векторы токов, протекающих по сближенным фазам первой и второй цепей.

Соответственно эквивалентные поперечные проводимости определяются выражениями

$$\dot{Y}_{\Sigma 1} = g_1 + j\omega C_1 + \frac{U}{U_1} (-g_6 - j\omega C_6); \quad \dot{Y}_{\Sigma 2} = g_2 + j\omega C_2 + \frac{U}{U_2} (-g_6 - j\omega C_6), \quad (9,10)$$

где g_1, g_2 – собственные значения активной поперечной проводимости фаз; $j\omega C_1, j\omega C_2$ – собственные значения емкостной проводимости фаз; $g_6, j\omega C_6$ – значения взаимных величин активной и емкостной проводимости между сближенными фазами в системе всех фаз цепей.

Для традиционной ВЛ–110 кВ, с расстояниями, указанными на рис. 3, величина натуральной мощности на обе цепи составляет 55,43 МВт, а рабочая удельная емкость фаз – $1,64 \cdot 10^{-8}$ Ф/км.

Расчеты величин натуральной мощности и рабочей удельной емкости фаз для ВЛИ–110кВ (рис. 4) представлены в табл. 3 [10].

Табл. 3

Расчетные параметры	Расстояния между фазами цепей ВЛИ–110 кВ, м			
	0,4	0,5	0,6	0,7
Натуральная мощность, МВт	88,88	85,79	82,99	80,55
Рабочая емкость фаз, Ф/км	$2,9 \cdot 10^{-8}$	$2,8 \cdot 10^{-8}$	$2,7 \cdot 10^{-8}$	$2,6 \cdot 10^{-8}$

Отношение величины натуральной мощности двухцепной ВЛИ–110 кВ и двухцепной ВЛ–110 кВ традиционного конструктивного исполнения представлены в табл. 4 [10].

Анализ полученных результатов показывает, что величина натуральной мощности в ВЛИ–110 кВ

выше, чем у ВЛ–110 кВ традиционного конструктивного исполнения, а соответственно выше пропускная способность и лучше характеристики линии.

Табл. 4

Расстояния между фазами цепей ВЛИ-110 кВ, м	0,4	0,5	0,6	0,7
Отношение величин натуральной мощности ВЛИ-110 кВ и ВЛ-110 кВ, отн.ед:	1,6	1,54	1,49	1,45

Таким образом, изложенное выше подтверждает целесообразность развития работ по созданию ВЛ, отличных от ВЛ традиционного конструктивного исполнения, а также дальнейшие исследования и разработки комплексного подхода в этом направлении

традиционного конструктивного исполнения, а также дальнейшие исследования и разработки комплексного подхода в этом направлении

Выводы. Совершенствование структуры ВЛ является важной технической и экономической задачей энергетической отрасли Украины. Для выбора и обоснования нового направления по развитию и совершенствованию ВЛ целесообразно разработать и внедрить методику технико-экономической оценки в условиях рыночных отношений.

1. Александров Г.Н. и др. Проектирование линий электропередачи сверхвысокого напряжения / Под ред. Г.Н. Александрова и Л.Л. Петерсона. – Л: Энергоатомиздат, 1983. – 368 с.

2. Астахов Ю.Н., Постолатий В.М. и др. Управляемые электропередачи. – Кишинев: Штиинца, 1984. – 296 с.

3. Бабушкин В.М., Линник Е.Н, Н.М. Черемисин, В.И. Романченко. Состояние электрических сетей ОЭС Украины и стратегия их эффективности // Электрические сети и системы. – 2003. – №1. – С.22–27.

4. Барбаиов И.В. Общая характеристика современных электрических систем и сетей. Учебно-методическое пособие. – Харьков: НТУ «ХПИ», 2003. – 124 с.

5. Веников В.А., Астахов Ю.Н., Постолатий В.И. Управляемые самокомпенсирующиеся линии электропередачи. – Информэлектро, деп., 1985., д1955эн. – 85 с.

6. Гусев А.П. Анализ технических характеристик линий электропередачи повышенной пропускной способности при работе их в сложной энергосистеме электропередачи повышенной пропускной способности. – Кишинев: Штиинца, 1981. – С. 20–28.

7. Ершевич и др. Справочник по проектированию электроэнергетических систем / Под ред. С.С.Роко-тяна и И.М.Шапиро. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 352 с.

8. Мощпан В.П., Куринный А.В., Костиков В.И., Козет И.Ю. Реконструкция ВЛ 35–110 кВ в условиях инфраструктуры Украины // Электрические сети и системы. – 2005. – №2. – С. 7–10.

9. Постолатий В.М., Комендант И.Т. Перенос мощности между цепями в управляемых самокомпенсирующихся линиях электропередачи // Электропередачи повышенной пропускной способности – Кишинев: Штиинца, 1981. – С. 3–10.

10. Постолатий В.М., Быкова Е.В., Сулов В.М. Возможности создания и технические характеристики одноцепных и многоцепных воздушных линий электропередачи переменного тока повышенной пропускной способности с изолированными проводами для распределительных электрических сетей. / Материалы VI-го симпозиума «Электротехника 2010», ВЭИ – ТРАВЭК, Москва, 2001 г.

11. **Ошибка! Недопустимый объект гиперссылки.**

Надійшла 05.06.09

О.Д.Демов, канд.техн.наук, О.П.Паламарчук (Вінницький національний технічний університет)

КОРИГУВАННЯ ВХІДНИХ РЕАКТИВНИХ ПОТУЖНОСТЕЙ СПОЖИВАЧІВ З УРАХУВАННЯМ ЕКОНОМІЧНОЇ СТІЙКОСТІ

Запропоновано проводити розрахунок вхідних реактивних потужностей споживачів з урахуванням економічної стійкості оптимального розв'язку задачі компенсування реактивної потужності. Це дозволяє при приєднанні нових споживачів коригувати вхідні реактивні потужності лише деяких діючих споживачів і зменшити затрати на реалізацію цього коригування.

Предложено проводить расчет входных реактивных мощностей потребителей с учетом экономической устойчивости оптимального решения задачи компенсации реактивной мощности. Это дает возможность при подключении новых потребителей корректировать входные реактивные мощности только некоторых действующих потребителей и уменьшать затраты на реализацию этого корректирования.

Зниження втрат електроенергії в електричних мережах можна досягти за рахунок компенсування реактивної потужності в цих мережах. Розв'язання такої задачі необхідно проводити одно-часно як для мереж енергопостачальних компаній (ЕК), так і споживачів [2,4]. При цьому основним питанням є розрахунок вхідних реактивних потужностей (ВРП) споживачів, який можна здійснювати методами, викладеними в [2,4,5]. Але ці методи не враховують те, що до мереж ЕК постійно приєднуються нові споживачі, що потребує коригування ВРП усіх споживачів. Практично такі коригування реалізувати складно, оскільки це пов'язано з введенням нових секцій конденсаторних установок (КУ) або демонтажем частини існуючих секцій КУ і потребує додаткових затрат. У зв'язку з цим необхідна розробка такого методу коригування ВРП споживачів, який забезпечував би економічно прийнятні результати шляхом мінімальної кількості цих коригувань.

Розглянемо розв'язання цієї задачі за таких вихідних положень.

1. Оптимальні значення ВРП відповідають мінімуму затрат на генерування та передавання реактивних потужностей по мережах як ЕК, так і споживачів.

2. Для компенсації реактивної потужності використовуються тільки КУ, встановлені у мережах споживачів.

3. Напряга у вузлах мережі дорівнює номінальній U_n , в живлячій мережі є одне джерело реактивної енергії, яке знаходиться у балансуєчому вузлі.

У цьому випадку оптимальні значення ВРП відповідають мінімуму такої функції затрат:

$$Z = \frac{T \cdot \tau}{U_n^2} \left(\mathbf{Q}_c^t \cdot \mathbf{R}_{ЕК} \cdot \mathbf{Q}_c + \sum_{i=1}^n Q_{ci}^2 R_{ei} \right) + (p_n + p_\Sigma) \cdot C_{КУ} \cdot \sum_{i=1}^n (Q_i - Q_{ci}) \rightarrow \min, \quad (1)$$

за умови:

$$Q_{ci} \leq Q_i, \quad i = 1, \dots, n, \quad (2)$$

де T — тариф на активну енергію; τ — час найбільших втрат електроенергії; Q_{ci} — ВРП i -ого споживача; \mathbf{Q}_c — матриця ВРП, елементами якої є значення Q_{ci} ; $\mathbf{R}_{ЕК}$ — матриця вузлових активних опорів мереж ЕК; R_{ei} — еквівалентний активний опір мереж i -ого споживача; $C_{КУ}$ — питома вартість КУ; p_n — нормативний коефіцієнт ефективності капітальних вкладень в КУ; p_Σ — коефіцієнт сумарних відрахувань на амортизацію та обслуговування КУ; Q_i — розрахункове реактивне навантаження i -ого споживача; n — кількість споживачів, приєднаних до мережі ЕК.

Диференціюючи функцію (1) по незалежних змінних Q_{ci} , одержимо систему лінійних рівнянь:

$$\mathbf{RQ}_c = \mathbf{C}, \quad (3)$$

де \mathbf{R} — квадратна матриця вузлових активних опорів, сформована по відношенню до вузлів навантаження; \mathbf{C} — матриця-стовпець, всі елементи якої $C_i = (p_n + p_\Sigma)C_{KY}U_n^2/T_\tau$.

Відповідно знаходимо матрицю оптимальних значень ВРП

$$\mathbf{Q}_c^{opt} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}. \quad (4)$$

Якщо для k вузлів не виконується умова (2), то згідно з [4] приймаємо

$$Q_{cj}^{opt} = Q_j, \quad j = 1, \dots, k \quad (5)$$

і проводимо повторний розрахунок ВРП для $(n-k)$ вузлів відповідно до (4).

Матриця величин потужностей КУ, які доцільно установити в мережах споживачів, запишеться таким чином:

$$\mathbf{Q}_{KY} = \mathbf{Q} - \mathbf{R}^{-1}\mathbf{C}, \quad (6)$$

де \mathbf{Q} — матриця-стовпець, елементами якої є величини Q_i .

При приєднанні до мережі ЕК нового споживача матриця оптимальних значень КУ \mathbf{Q}_{KYn} запишеться

$$\mathbf{Q}_{KYn} = \mathbf{Q}_n - (\mathbf{R}_n^{-1}\mathbf{C}), \quad (7)$$

де \mathbf{Q}_n , \mathbf{R}_n — нові матриці реактивних навантажень і вузлових активних опорів після приєднання нового споживача.

Очевидно, оптимальні значення потужностей КУ у вузлах діючих споживачів до і після приєднання нового споживача не рівні між собою

$$Q_{KYi} \neq Q_{KYni}. \quad (8)$$

Відповідно необхідно змінювати їхню потужність на значення:

$$\Delta Q_{KYi} = |Q_{KYi} - Q_{KYni}|. \quad (9)$$

Такі зміни доцільно проводити з урахуванням економічної стійкості оптимального розв'язання задачі компенсування реактивної потужності, яка відповідає умові

$$Z_n / Z_{opt} - 1 < \xi_d, \quad (10)$$

де Z_n — поточне значення затрат на передавання та генерування реактивної потужності в електричній мережі, що відповідає частковому коригуванню ВРП, Z_{opt} — значення цих затрат, що відповідає коригуванню ВРП усіх споживачів (оптимальному розв'язуванню задачі після приєднання нового споживача), ξ_d — задана величина відхилення поточних затрат від оптимальних [1,6].

Виконання нерівності (10) дозволяє проводити коригування ВРП не для всіх споживачів, а тільки для певної їх кількості.

Завдяки економічній стійкості оптимального розв'язання задачі компенсування реактивної потужності можна визначити ВРП для нового споживача при незмінності потужностей КУ всіх діючих споживачів. Якщо після цього умова (10) не виконується, то необхідно коригувати ВРП діючих споживачів. Виникає питання: яким чином проводити це коригування, щоб забезпечити економічно прийнятне рішення?

Очевидно, коригування ВРП необхідно проводити таким чином, щоб забезпечити максимальне зниження затрат при мінімальній кількості таких коригувань. Відповідно математична модель оптимізації процесу коригування ВРП запишеться так

$$\begin{cases} Z_n(Q_{ci}) \rightarrow \min, \\ Z_n(Q_{ci}) > Z_{opt}(1 + \xi_s), \\ Q_{ci} \leq Q_i. \end{cases} \quad (11)$$

де $Z_n(Q_{ci})$ — функція поточних затрат на передавання та генерування реактивної потужності в електричній мережі при коригуванні ВРП.

Таке коригування ВРП здійснюється за рахунок зміни потужностей КУ, установлених в мережах споживачів: $Q_{ci} = Q_i - Q_{KYi}$.

Відповідно до наведених положень на рис. 1 показано алгоритм коригування ВРП з урахуванням впливу економічної стійкості.

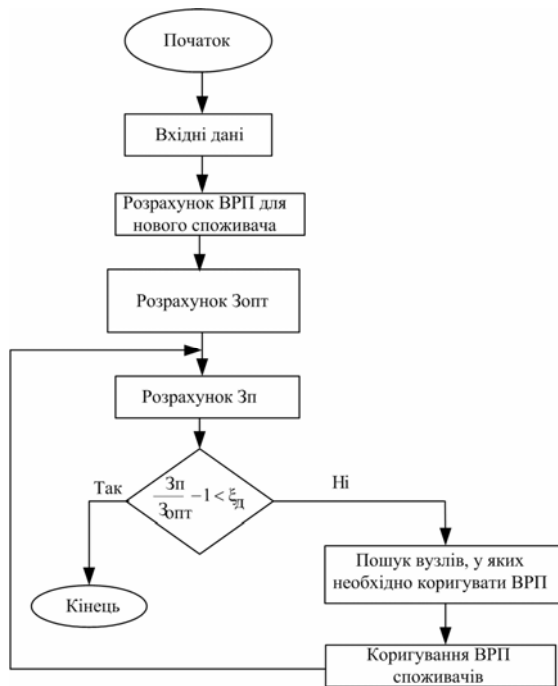


Рис. 1

розв'язку задачі після приєднання нового споживача $Z_{\text{опт}} = 15509,6$ грн/рік.

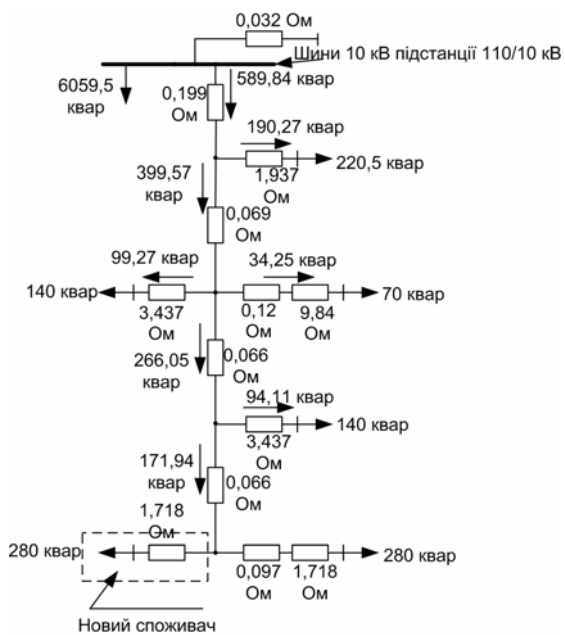


Рис. 2

5. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.И., Баженов В.А. Оптимизация режимов электрических сетей. — Киев:Наук. думка, 1992. — 216 с.

6. Черемісін М.М., Романченко В.І. Економічні розрахунки в інженерній діяльності (на прикладах задач електроенергетики). — Харків “, Факт”, 2006. — 168 с.

При наявності інформації щодо умов впровадження КУ розрахунки за даним алгоритмом доцільно проводити, враховуючи затрати на практичну реалізацію коригування ВРП діючих споживачів.

Приклад. Визначити доцільність коригування ВРП для споживачів розподільчої мережі 10 кВ, заступна схема якої показана на рис. 2, при приєднанні до неї нового споживача. На схемі вказано оптимальні значення ВРП та реактивних навантажень споживачів в кварх і величини активних опорів елементів в Ом, приведені до напруги 10 кВ. Також до шин 10 кВ приєднано інші споживачі з реактивним навантаженням $Q_{\text{п}}=6059,5$ квар. Допустиме відхилення за-трат від оптимального значення $\xi_{\text{д}}=0,05$. Питома вартість КУ – 60 грн/квар, час найбільших втрат активної енергії для даної мережі $\tau = 2800$ год., тариф на активну енергію $T=0,23$ грн кВт·год, $p_{\text{н}} = 0,1$, $p_{\Sigma} = 0,05$.

Розв'язування. 1. Знаходимо значення ВРП для ново-го споживача при незмінності потужностей КУ всіх діючих споживачів: $Q_{\text{с}}^{\text{н}} = 146,63$ квар.

2. Відповідно до (1) розраховуємо поточне значення за-трат для мережі після приєднання нового споживача $Z_{\text{п}} = 15528,86$ грн /рік.

3. Визначаємо затрати, що відповідають оптимальному

4. Знаходимо значення відхилення поточних затрат від оптимальних $\xi = Z_{\text{п}}/Z_{\text{опт}} - 1 = 0,0012$.

Оскільки $\xi < \xi_{\text{д}}$, то у даному випадку недоцільно коригувати ВРП діючих споживачів.

Висновки. Приєднання нових споживачів до мереж ЕК потребує коригування вхідних реактивних потужностей діючих споживачів. Це коригування доцільно проводити з урахуванням економічної стійкості оптимального розв'язання задачі компенсування реактивної потужності, що дозволить зменшити кількість коригувань і відповідно затрати на їхню реалізацію.

1. Веніков В.А. Электрические системы. Кибернетика электрических систем. — М.: Высшая школа, 1974. — 328 с.

2. Железко Ю.С. Компенсация реактивной мощности и повышение качества электроэнергии. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 224 с.

3. Карпов Ф.Ф. Компенсация реактивной мощности в распределительных сетях. — М.: Энергия, 1975. — 184 с.

4. Ковалев И.Н. Выбор компенсирующих устройств при проектировании электрических сетей. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 200 с.

Надійшла 02.02.2009

УДК 621.365.5

Ю.М.Васецкий, докт.техн.наук, **И.Л.Мазуренко**, канд.техн.наук (Институт электродинамики НАН Украины, Киев)

ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА МЕТАЛЛИЧЕСКИХ ЛЕНТ

Для отримання оцінок геометричних параметрів електромагнітних систем високочастотного індукційного нагріву металевих смуг використано асимптотичні методи дослідження. Проаналізовано індуктори у вигляді струмових контурів плоскої і просторової конфігурацій. Проведені розрахунки підтвердили коректність знайдених геометричних параметрів індукторів для забезпечення рівномірного виділення теплової енергії за шириною смуги.

Для получения оценок геометрических параметров электромагнитных систем высокочастотного индукционного нагрева металлических лент использованы асимптотические методы исследования. Проанализированы индукторы в виде токовых контуров плоской и пространственной конфигураций. Проведенные расчеты подтвердили корректность найденных геометрических параметров индукторов для обеспечения равномерного выделения тепловой энергии по ширине ленты.

Введение. Одной из основных задач индукционного способа термической обработки металлических лент является обеспечение необходимого распределения температуры по поверхности ленты [8]. Металлическая лента нагревается в процессе ее перемещения в переменном электромагнитном поле индуктора. Заданный температурный режим определяется, в первую очередь, распределением джоулевых тепловыделений, связанных с протеканием индуцированных токов в электропроводной среде.

Формулировка задачи индукционного нагрева электропроводного тела как задачи поиска геометрии электромагнитной системы по условию, накладываемому на распределение поля или его характеристик, по существу является задачей синтеза в теории электромагнитного поля. Ее решение при учете совместного проявления тепловых и электромагнитных процессов в движущихся электропроводных средах с трехмерной структурой полей представляет собой важную и в тоже время трудную в расчетном отношении проблему.

В данной работе рассматривается электромагнитная система для равномерного нагрева металлической ленты, движущейся в высокочастотном электромагнитном поле. Считается, что поле создается индуктором без сердечника, выполненным в виде катушечной рамки. Распределение выделяющейся тепловой энергии и температуры металлической ленты в подобной системе исследовались ранее для определенной конфигурации индуктора [2,6,7]. Использование точных математических моделей неоправданно затрудняет решение задачи синтеза. Поэтому в данной работе ставится цель на основе применения приближенных асимптотических методов [1,3] дать оценку основных геометрических параметров электромагнитной системы при условии равномерного по ширине распределения количества тепловой энергии, выделившейся в процессе движения ленты в поле индуктора.

Математическая модель. Считается, что переменное магнитное поле создается индуктором (рис. 1), у которого характерные размеры сечения токового контура малы по сравнению с характерными геометрическими размерами всей электромагнитной системы. Это позволяет в математической модели использовать нить тока, а если необходимо учесть реальное сечение токопроводов, то достаточно представить его как совокупность токовых нитей.

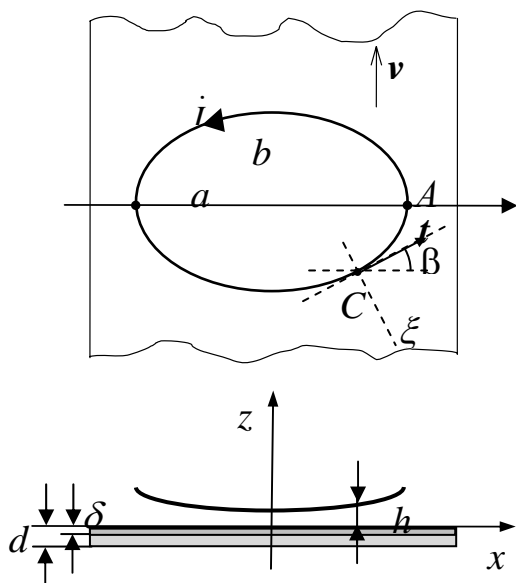


Рис. 1

в первом этапе используется упрощенная математическая модель, которая позволяет получить аналитические выражения для линейной плотности выделившейся в ленте тепловой энергии с учетом следующих геометрических характеристик: угла β между направлением протекания тока в контуре и вектором скорости ленты v , высоты h расположения участка контура над электропроводной средой, радиуса кривизны R контура. На втором этапе в заданном классе конфигураций контуров определяются необходимые по условию равномерности нагрева геометрические параметры системы, и затем с учетом сделанных оценок проводится расчет с использованием метода асимптотического разложения без ограничений на геометрические характеристики системы. Полученные результаты позволяют, с одной стороны, проанализировать корректность найденных оценок геометрических параметров, а с другой стороны, они дают возможность выбрать наиболее целесообразную конфигурацию в классе пространственных или плоских токовых контуров.

При воздействии поля с частотой ω , когда глубина проникновения поля δ значительно меньше толщины металлической ленты d , решение для квазистационарного магнитного поля может быть представлено в квадратурах [1]. Дальнейшее упрощение, как было показано в [1,3], может быть получено при выполнении условия малости параметра

$$\varepsilon = \mu / (h\sqrt{\omega\mu\mu_0\gamma}). \quad (1)$$

Для немагнитных сред условие малости ε совпадает с условием малости отношения глубины проникновения поля δ к высоте h расположения элемента контура над поверхностью электропроводной среды. Для сред с $\mu > 1$ данное условие является более жестким.

При $\varepsilon < 1$ комплексные действующие значения векторного потенциала A и индукции магнитного поля B приближенно могут быть представлены в виде асимптотических рядов следующего вида [3]:

$$A_e = \frac{\mu_0 i}{4\pi} \int_l \left(\frac{t}{r} - \frac{t_1}{r_1} \right) dl - \sum_{n=0}^N (-1)^n \frac{2a_n}{(i\nu k)^{n+1}} \frac{\partial^{(n+1)}}{\partial z^{n+1}} \int_l \left(\frac{t_1}{r_1} \right) dl; \quad (2)$$

$$B_e = -\frac{\mu_0 i}{4\pi} \int_l \left(\frac{t \times r}{r^3} - \frac{t_1 \times r_1}{r_1^3} \right) dl - \sum_{n=0}^N (-1)^n \frac{2a_n}{(i\nu k)^{n+1}} \frac{\partial^{(n+1)}}{\partial z^{n+1}} \int_l \left(\frac{t_1 \times r_1}{r_1^3} \right) dl. \quad (3)$$

Магнитное поле создается в общем случае пространственным контуром с переменным током \dot{I} , расположенным над движущейся со скоростью v плоской электропроводной лентой толщиной d с электропроводностью γ и относительной магнитной проницаемостью μ (рис. 1), в которой вследствие протекания вихревых токов выделяется тепловая энергия.

Скорости движения электропроводной ленты, характерные для электротехнологических процессов, позволяют считать распределение электромагнитного поля и индуцированных токов в системе такими же, как и при скорости $v=0$ [7]. С другой стороны, предполагается, что скорости движения ленты в магнитном поле индуктора достаточно велики, чтобы не учитывать процесс теплопередачи теплопроводностью вдоль поверхности ленты. В этом случае основным фактором, который влияет на распределение температуры, является количество электромагнитной энергии, переданной соответствующему элементу нагреваемой ленты.

Для достижения сформулированной цели на

Здесь \mathbf{t} и \mathbf{t}_1 – векторы касательных к контуру и его зеркальному отражению, \mathbf{r} и \mathbf{r}_1 – векторы, идущие из точки наблюдения к точкам интегрирования контуров; $k^2 = -i\omega\mu_0\mu\gamma$ – волновой параметр среды, i – мнимая единица; $\nu = 1/\mu$; a_n – коэффициенты разложения в ряд Тейлора функции

$$\left[\sqrt{1 + \nu^2 x^2} + x \right]^{-1} = \sum_{k=0}^{\infty} a_k x^k. \quad (4)$$

Члены рядов (2) и (3) представляют собой функции от поля, созданного линейными токами самого контура и его зеркального отражения, расчет магнитного поля которых выполняется интегрированием по формуле Био-Савара. Несмотря на такое значительное упрощение исходной трехмерной задачи расчета электромагнитного поля представленные результаты, тем не менее, не позволяют в большинстве случаев получить аналитические зависимости и сделать соответствующие оценки геометрии магнитной системы. В этой связи далее воспользуемся тем обстоятельством, что в устройствах индукционного нагрева металлических лент индукторы располагают достаточно близко к поверхности раздела сред и протекание вихревых токов и соответственно выделение тепла происходит в относительно узкой области поверхности вблизи контура с током. В этой области справедлива модель локально двумерного магнитного поля, для которой поле контура с током, расположенного над проводящим полупространством, будет таким же, как и поле прямолинейного проводника бесконечной длины, касательного к проекции контура на плоскость, параллельную поверхности раздела сред и расположенной на высоте h выбранной точки контура [5]. Вычисляя в этом случае интегралы в (2) и (3), получим следующие выражения для векторного потенциала и индукции магнитного поля

$$\mathbf{A} = \frac{\mu_0 \dot{I} \mathbf{t}}{4\pi} \left\{ \ln \frac{\xi^2 + (z+h)^2}{\xi^2 + (z-h)^2} - \sum_{n=0}^N \frac{(-1)^n \cdot 2a_n}{(i\nu k)^{n+1}} u_n \right\}, \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{B} &= -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial z} \mathbf{e}_\xi + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial \xi} \mathbf{e}_z = \mathbf{B}_\xi + \mathbf{B}_z = \\ &= -\frac{\mu_0 \dot{I}}{2\pi} \left\{ \frac{(z+h)\mathbf{e}_\xi - \xi\mathbf{e}_z}{\xi^2 + (z+h)^2} - \frac{(z-h)\mathbf{e}_\xi - \xi\mathbf{e}_z}{\xi^2 + (z-h)^2} - \sum_{n=0}^N \frac{(-1)^n a_n}{(i\nu k)^{n+1}} \left(\frac{\partial u_n}{\partial z} \mathbf{e}_\xi - \frac{\partial u_n}{\partial \xi} \mathbf{e}_z \right) \right\}. \end{aligned} \quad (6)$$

Здесь $u_n(\xi, z) = \frac{\partial u_{n-1}}{\partial z}$ определяется последовательным дифференцированием по координате z функции $u_0(\xi, z) = -\frac{2(z+h)}{\xi^2 + (z+h)^2}$. Координата ξ (рис. 1) отсчитывается в направлении, перпендикулярном к линии проекции контура на плоскую поверхность раздела сред, то есть в направлении, определенном единичным вектором $\mathbf{e}_\xi = \mathbf{t} \times \mathbf{e}_z / |\mathbf{t} \times \mathbf{e}_z|$.

Плотность потока электромагнитной энергии внутрь металлической поверхности p_z определяется действительной частью нормальной к поверхности ленты компоненты вектора Пойнтинга $\mathbf{\Pi} = \mathbf{E} \times \overline{\mathbf{H}} = -\frac{i\omega}{\mu_0} \mathbf{A} \times \overline{\mathbf{B}}$, взятого на поверхности раздела сред $z = 0$:

$$p_z = \mathbf{Re}(-\mathbf{\Pi} \cdot \mathbf{e}_z) = -\mathbf{Re} \left(\frac{i\omega}{\mu_0} A_z \overline{B_\xi} \right), \quad (7)$$

где черта над соответствующей величиной обозначает операцию комплексного сопряжения.

Для получения оценок влияния различных условий нагрева ограничимся только первым членом разложения в ряд по параметру ε функции $p_z(\xi, 0)$, определяемой по модели локально двумерного поля. Подставляя в (7) выражения (5) и (6), для первого члена ряда найдем

$$p_z \approx \frac{I^2 \zeta}{\pi^2 h^2} \cdot \frac{1}{(1 + \xi^2 / h^2)^2}, \quad (8)$$

где $\zeta = \sqrt{\omega \mu \mu_0 / 2\gamma}$ – модуль величины поверхностного импеданса.

Из (8) видно, что характерным размером области, в пределах которой происходит передача электромагнитной энергии в металл, является высота h расположения элемента контура над поверхностью раздела сред. В процессе движения ленты передача электромагнитной энергии в среду происходит неравномерно. Выделение тепла незначительно вдали от контура с током и резко увеличивается, когда участок проводящей среды проходит под контуром. По мере продвижения под контуром количество выделившегося тепла увеличивается. Его распределение по ширине ленты можно характеризовать линейной плотностью энергии $P(x, y)$, переданной элементу ленты, достигшему к моменту времени t координаты $y = vt$:

$$P(x, y) = \int_{-\infty}^y p_z dy. \quad (9)$$

Суммарное же количество электромагнитной энергии, переданной в течение всего процесса нагрева, характеризуется линейной плотностью выделившейся энергии $P(x) = P(x, \infty)$. Результирующая температура определенного участка ленты зависит от величины $P(x)$, а в случае незначительной теплопередачи теплопроводностью эта величина непосредственно определяет температуру соответствующего участка ленты. Поэтому дальнейшее изложение посвящено, в первую очередь, анализу величины $P(x)$.

Линейная плотность переданной электромагнитной энергии. В связи с тем, что $P(x)$ зависит от характерного времени, в течение которого соответствующий элемент среды находился под контуром, то ясно, что $P(x)$ будет зависеть от ориентации участка контура относительно направления скорости v . При этом влияние геометрии контура оказывается различным для участков вдали от краев (точка C на рис. 1) и вблизи края контура, где направление касательной к контуру параллельно вектору скорости ленты (точка A на рис. 1). Рассмотрим величину $P(x)$ отдельно для двух указанных участков контура.

Линейная плотность переданной энергии вдали от края контура. Плотность потока электромагнитной энергии в проводящую среду (8) быстро уменьшается с удалением от элемента контура с током, и поэтому влияние удаленных участков контура на процесс нагрева будет незначительным. В этом случае при интегрировании в (9) можно пренебречь кривизной контура вблизи выделенной точки x_C и считать, что поле создано только прямолинейным проводником (рис. 2, а). Реальная геометрия контура показана на рисунке пунктирной кривой.

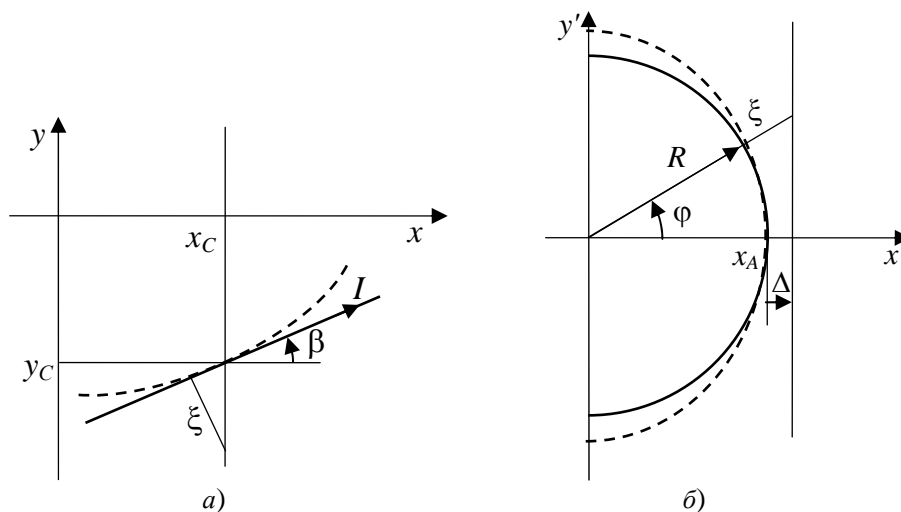


Рис. 2.

Выполняя интегрирование, найдем

$$P(C) = \int_{-\infty}^{\infty} p_z(\xi(y, \beta), h) dy = I^2 \zeta / 2\pi h_c \cos \beta, \quad (10)$$

где $\xi(y, \beta) = (y_c - y) \cos \beta$. Видно, что количество выделяющейся тепловой энергии будет тем больше, чем больше угол наклона участка контура β .

Из (10) следует, что для обеспечения равномерного по ширине движущейся полосы суммарного количества выделяющегося тепла необходимо выбрать профиль зазора между контуром и проводящей средой из условия

$$h_c \cos \beta = \text{const}. \quad (11)$$

Ранее, в [2] было показано, что (11) оказывается справедливым для пространственных контуров, геометрия которых, найденная в [4], оптимизирована по различным условиям выравнивания линейной плотности тепловыделений по ширине электропроводной ленты. Оптимизация в [4] проводилась для достаточно широкого класса пространственных контуров, конфигурация которых задавалась в параметрическом виде как

$$x = a \cos(\theta), \quad y = a \sin(\theta), \quad z = h_0 + d \left[1 - \sqrt{1 - \left(\frac{a}{c} |\cos(\theta)| \right)^n} \right], \quad (12)$$

где a – радиус окружности проекции контура на границу раздела сред; h_0 – наименьшее расстояние при $x=0$ от контура до проводящей поверхности; параметры d/h_0 , a/c и n описывают форму цилиндрической поверхности для задания характера изменения высоты $h = z$ контура над проводящей средой в зависимости от положения точки на контуре, определяемом параметром θ . Проведенное сравнение позволило заключить, что соотношение (11) действительно может служить оценкой постоянства линейной плотности потока активной энергии для тех участков ленты, которые не проходят вблизи края контура.

Линейная плотность переданной энергии вблизи края контура. Выражение (10) для линейной плотности тепловыделений $P(x)$ и соответственно условие (11) не будут справедливыми для участков ленты, перемещающейся под контуром вблизи его края (координата x находится в малой окрестности координаты x_A). Здесь при интегрировании по (9) необходимо учитывать конечный радиус кривизны и зависимость угла наклона β от координаты y . Для выполнения оценок заменим реальную геометрию контура дугой окружности постоянного радиуса R , равным радиусу кривизны контура в точке A (рис. 2, б). Пунктирная кривая на рисунке соответствует действительной конфигурации контура, а сплошная – полуокружности радиуса R . Величина $P(x)$ определяется вблизи края контура, когда отношение Δ/R мало, и поэтому погрешность, связанная с отличием геометрии контура от дуги окружности, будет незначительной. Интегрирование плотности потока электромагнитной энергии по (9) будем проводить в пределах азимутального угла $-\pi/2 \leq \varphi \leq \pi/2$, учитывая, тем самым, что влияние удаленных участков контура на величину линейной плотности переданной энергии незначительно. На рис. 2, б показаны декартовы координаты x' , y' , которые отсчитываются от центра кривизны, величина Δ отсчитывается от края контура в направлении координаты x' .

Расстояние ξ и координата y , выраженные через введенные параметры, будут

$$\xi = \frac{R + \Delta}{\cos \varphi} - R, \quad y = R \tan \varphi. \quad (13)$$

Подставляя эти значения в (9), найдем выражение для линейной плотности переданной энергии вблизи края контура $P(x_A + \Delta)$ в виде

$$P(x_A + \Delta) = \frac{2I^2 \zeta R}{\pi^2 h_A^2} J(h^*, \Delta^*). \quad (14)$$

Здесь $h^* = h/R$, $\Delta^* = \Delta/h$, а

$$J(h^*, \Delta^*) = \int_0^{\pi/2} \cos^2 \varphi d\varphi \cdot \left[\cos^2 \varphi + \left(\frac{1 - \cos \varphi}{h^*} - \Delta^* \right)^2 \right]^{-2}. \quad (15)$$

В частном случае, непосредственно под краем контура при $\Delta = 0$ удастся получить простую оценку интеграла (15). Действительно, учитывая, что $(h^*)^2 \ll 1$ и выполняя замену переменных $z = \sqrt{\frac{2}{h^*}} \sin \frac{\varphi}{2}$, без учета зависимости h^* от угла φ найдем

$$J(h^*, 0) \approx \sqrt{2h^*} \int_0^{\sqrt{1/h^*}} \frac{dz}{(1+z^4)^2} = \sqrt{h^*} \left(\frac{3\pi}{8} + O(h^{*2}) \right). \quad (16)$$

Подставляя найденное значение в (14), запишем выражение для линейной плотности выделившегося тепла в электропроводной среде после ее прохождения под краем контура с током в точке A :

$$P(x_A) = \frac{3I^2 \zeta}{4\pi} \frac{R^{1/2}}{h_A^{3/2}}. \quad (17)$$

Сравнение (17) и (10) показывает, что с увеличением высоты h тепловыделение вблизи края падает быстрее, чем вдали от него и, кроме того, вблизи края необходимо учитывать радиус кривизны контура, с ростом которого возрастает количество переданной электромагнитной энергии. Отметим, что оценка тепловыделений, выполненная ранее в [2] с введением характерного размера контура, но без учета влияния кривизны не позволила получить корректные выражения тепловыделений в зависимости от радиуса кривизны и высоты расположения края контура над проводящей средой.

Оптимизация геометрических параметров индуктора. Найденные простые выражения для оценки линейной плотности переданной энергии позволяют проанализировать геометрические параметры индукторов для высокочастотного индукционного нагрева металлических лент, для которых реализуется необходимый характер тепловыделений. В данной работе основное внимание уделяется равномерному выделению тепла в пределах определенной ширины ленты. Рассматриваются два типа конфигураций контуров: пространственные контуры с приподнятыми краями $h = \text{var}$ и постоянным радиусом кривизны $R = \text{const}$ – контуры круглой формы; плоские контуры $h = \text{const}$ эллиптической формы, имеющие переменный радиус кривизны $R = \text{var}$.

Пространственные контуры круглой формы $h = \text{var}$, $R = \text{const}$. Выполним оценку основного геометрического фактора, который позволяет добиться относительно равномерного распределения суммарной тепловой энергии по ширине движущейся металлической ленты – отношения высоты расположения края контура к высоте участка контура, удаленного от края [2].

На основании (10) и (17) равенство

$$P(x_A) = 2P(x_C) \quad (18)$$

величин линейной плотности переданной энергии под краем и вдали от него приводит к следующему условию, накладываемому на геометрические параметры

$$3R^{1/2}h_c \cos\beta / 4h_A^{3/2} = 1. \quad (19)$$

Из сравнения (10) и (17) видно, что, например, для плоского круглого контура ($R = \text{const}, h_c = h_A$), значение $P(x_A)$ может значительно превышать $2P(x_c)$, электропроводная лента под краем получит значительно больше тепла, в результате чего края будут перегреты. С другой стороны, из (17) следует, что эффективным методом уменьшения $P(x_A)$ вблизи краев может быть увеличение расстояния h_A , т.е. края контура должны быть приподняты по отношению к его центральной части. Этот вывод непосредственно следует и из (19).

Результаты проведенных оптимизационных расчетов для контуров с $R = \text{const}$ показаны на рис. 3 ($a = b = 0,25$ м, $\mu = 1$, $\gamma = 1,25 \cdot 10^7$ Ом·м, $f = 10^3$ Гц). Рассматривалось условие, когда элементам полосы в центральной части ($x_c = 0$) передается такое же количество тепловой энергии, как и под краем контура $P(x_A) = 2P(x_c = 0)$. Результаты полного расчета с использованием формул асимптотического разложения (2) и (3) для контуров, конфигурация которых задана выражениями (12) при $a/c = 0,8$, показаны на рисунке крестиками. Сплошная

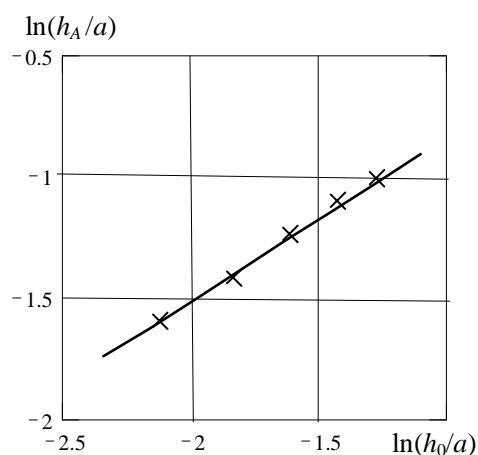


Рис. 3

линия соответствует оценочному условию (19) при $x_c = 0$, которое дает аппроксимацию $\ln \frac{h_A}{a} = \frac{2}{3} \left(\ln \frac{h_0}{a} + \ln \sqrt{\frac{3}{4}} \right)$ (h_0 – высота расположения контура в этой точке).

Видно, что оценка дает удовлетворительное соответствие со значением, учитывающим влияние всего контура, и является гораздо более точной по сравнению с полученной ранее в [2].

Плоские контуры эллиптической формы $h = \text{const}$, $R = \text{var}$. Из (19) следует, что эффективным может оказаться не только использование пространственных контуров с приподнятыми краями, но и применение плоских контуров с относительно небольшим радиусом кривизны контура в точке A . В этой связи рассмотрим контуры эллиптической формы с длинами полуосей $b < a$ (рис. 1), для которых, как

было показано в [6], выделение джоулева тепла вблизи краев уменьшается. Найдем геометрические параметры контуров при условии выполнения (18) при $x_c = 0$.

Минимальный радиус кривизны контура эллиптической формы будет в точке A , где его величина оказывается $R = b^2/a$. Подставляя это значение в (19), найдем оценку отношения длин полуосей эллипса, при котором линейная плотность выделившейся тепловой энергии одинакова в центральной точке $x = 0$ и под краем контура $x = a$,

$$\frac{b}{a} = \frac{4}{3} \sqrt{\frac{h}{a}}. \quad (20)$$

На рис. 4 кривые 2 показывают относительные значения линейной плотности переданной энергии с отношением полуосей эллипса в соответствии с (20). Видно, что тепловыделения в точках $x = 0$ и $x = a$ практически совпадают. Распределение выделившейся тепловой энергии по ширине ленты становится значительно более равномерным по сравнению с контуром круглой формы, расчетные данные для которых представлены кривыми 1.

Относительно использования контуров плоской формы необходимо отметить, что, несмотря на более простую конфигурацию по сравнению с пространственными контурами, при удалении от края контура величина тепловыделения будет повышаться ввиду того, что в этой области $\beta \neq 0$. Данная особенность видна на характере зависимостей величины $P(x)$ при $x < x_A$ (кривые 2).

Степень неравномерности тепловыделений по ширине ленты с использованием плоских контуров эллиптической формы можно значительно уменьшить в пределах несколько меньших, чем

поперечный размер контура a . Для этого отношение полуосей эллипса b/a необходимо выбрать меньше, чем по условию (20). На рис. 4 кривые 3 соответствуют отношению полуосей эллипсов, составляющих 80% от отношения полуосей, выбранных в соответствии с (20). Видно существенное уменьшение степени неравномерности линейной плотности выделившейся энергии, в том числе и тогда, когда контур расположен ближе к поверхности ленты и соответственно абсолютные значения интенсивности тепловыделений возрастают.

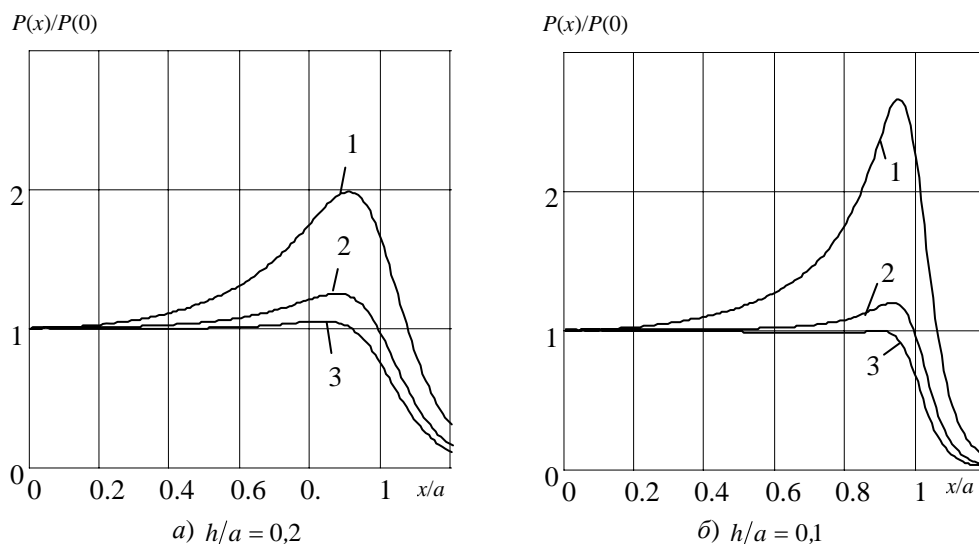


Рис. 4.

Наконец отметим еще, что использование индукторов плоской формы с соответствующим отношением полуосей эллиптических контуров позволяет уменьшить размеры индукторов в направлении движения металлической ленты. Например, при $h/a = 0,1$ отношение полуосей эллипса для распределения тепловыделений, соответствующего кривой 2, оказывается $b/a = 0,42$, а для кривой 3 оно равно $b/a = 0,34$. При $h/a = 0,2$ для кривых 2 и 3 соответственно имеем значения $b/a = 0,60$ и $b/a = 0,48$.

Электромагнитная энергия передается металлической ленте в процессе ее движения неравномерно. Наиболее интенсивное выделение тепла происходит непосредственно под контуром с током. Поэтому только результирующее значение переданной энергии оказывается равномерно распределенным по ширине ленты. На рис. 5 показаны относительные значения выделившегося тепла $h/a = 0,2$ в зависимости от координаты y , которой достигли соответствующие точки ленты при ее движении под индуктором.

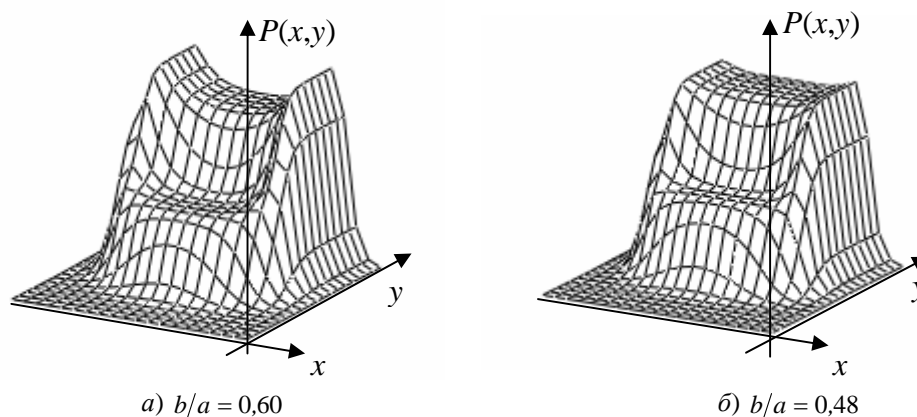


Рис. 5.

На представленных рисунках видно, что в области ленты под индуктором переданная тепловая энергия, а значит и температура значительно изменяются как в продольном, так и в поперечном к направлению движения направлениях, и выравниваются только при выходе из области индуктора.

Заключение. Таким образом, представленные в работе результаты оценки геометрических и электромагнитных параметров систем с трехмерным распределением переменных электромагнитных полей позволяют использовать упрощенную математическую модель, в которой учитываются основные факторы, влияющие на протекающие процессы. Применительно к системам индукционного нагрева движущихся металлических лент представленная модель позволяет оценить величину геометрических параметров индукторов в виде пространственных и плоских контуров с током. Выполненный в работе анализ показывает, что для обеспечения равномерного нагрева плоских изделий могут быть использованы индукторы как пространственной, так и плоской форм необходимой конфигурации.

1. *Васецкий Ю.М.* Электромагнитное поле импульсного тока, протекающего над проводящим полупространством. – Киев, 1992. – 37 с. (Препр. Ин-та электродинамики АН Украины, № 721).

2. *Васецкий Ю.М., Городжа Л.В., Мазуренко И.Л.* Оценка параметров для приближенных математических моделей электромагнитных систем с вихревыми токами // Техн. електродинаміка. Тем. вип. „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2006. – Ч. 2. – С. 7–12.

3. *Васецкий Ю.М., Городжа Л.В., Мазуренко И.Л.* Приближенная модель для расчета переменного магнитного поля произвольного контура с учетом вихревых токов в проводящем полупространстве // Техн. електродинаміка. Тем. вип. „Моделювання електронних, енергетичних та технологічних систем.” – 1999. – Ч. 1.– С. 88–93.

4. *Васецкий Ю.М., Мазуренко И.Л.* Конфігурація просторових контурів зі струмом для забезпечення необхідного характеру тепловиділень у провідному середовищі // Вісник нац. ун-ту "Львівська політехніка". – 2001. – № 421.– С. 23–28.

5. *Васецкий Ю.М., Мазуренко И.Л.* Приближенный способ расчета электромагнитного поля вблизи токового контура, расположенного над проводящим полупространством // Електротехніка і електроенергетика. – 2000. – № 2. – С. 85–89.

6. *Виштак Т.В., Кондратенко И.П., Рацепкин А.П.* Индукционный нагрев полосы токовыми контурами канонической формы // Техн. електродинаміка. – 2003. – № 1. – С. 63–68.

7. *Кондратенко И.П., Рацепкин А.П.* Индукционный нагрев движущейся полосы токовыми контурами // Техн. електродинаміка. – 1999. – № 3. – С. 3–9.

8. *Rudnev V., Cook R., Loveless D., Black M.* Induction heat treatment. – Marcel Dekker Inc., 1997. – 872 p.

Надійшла 05.05.2009

А.Н.Карлов, И.П.Кондратенко, докт.техн.наук, А.П.Ращепкин, докт.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев)

МЕТОД РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ СИЛ В ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ КРИСТАЛЛИЗАТОРАХ ПОД ДЕЙСТВИЕМ КОМБИНИРОВАННЫХ БЕГУЩИХ ПОЛЕЙ

Разработана методика расчета электродинамических сил в жидком металле под действием комбинированных бегущих полей в зависимости от конструктивного исполнения и схем соединения обмоток перемешивателя.

Розроблено методіку розрахунку електродинамічних сил у рідкому металі під дією комбінованих біжущих полів в залежності від конструктивного виконання і схем з'єднання обмоток перемішувача.

Анализ распределения магнитного поля в многообмоточном электромагнитном перемешивателе, предложенном в статье [3], выполнен в функциональной зависимости от токовой нагрузки перемешивателя. В зависимости от конструктивного исполнения и величины тока обмотки перемешивателя изменяется и его токовая нагрузка. Среднее значение азимутальной составляющей напряженности магнитного поля в воздушном зазоре на ширине паза (рис. 1) при допущении о бесконечности магнитной проницаемости железа индуктора согласно закону полного тока определяется как

$$H_{\varphi}(r_2) = -s_k i_{\phi} / b_n. \quad (1)$$

Здесь s_k – количество проводников в пазу, i_{ϕ} – ток фазы обмотки, b_n – ширина паза.

Зависимость H_{φ} эквивалентна представлению обмотки статора бесконечно тонкими токовыми слоями шириной b_n ,

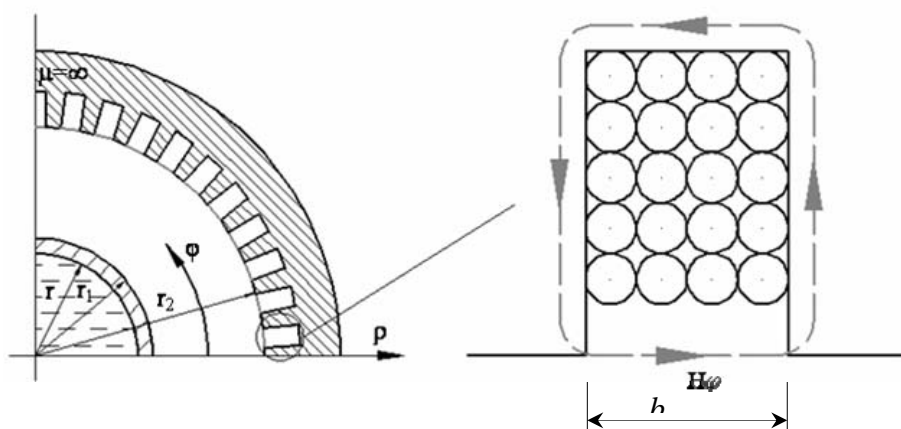


Рис. 1

сосредоточенными на гладкой поверхности магнитопровода. В результате линейная токовая нагрузка задается дискретной функцией с учетом влияния высших пространственных гармоник [5], а не в виде непрерывного токового слоя по основной гармонике [1]. В случае многофазного исполнения z -составляющая токовой нагрузки индуктора равна

сумме z -составляющих фазных токовых нагрузок и для трехфазной обмотки имеет вид

$$i_z = i_{zA} + i_{zB} + i_{zC}. \quad (2)$$

Предположим, что $2p$ -полюсная обмотка перемешивателя размещается на всей поверхности магнитопровода $-\pi < \varphi < \pi$. Все катушки обмотки имеют идентичное исполнение и сдвинуты в пределах фазной зоны на одинаковый угол $\pi t_z / p\tau$. В общем случае катушки разных фаз имеют различное количество витков s_A, s_B, s_C и пространственный шаг y_A, y_B, y_C . Положим также, что фазная зона фазы A начинается при $\varphi = -\pi + \varphi_A$, тогда токовую нагрузку фазы A можно представить в виде

$$i_{zA} = \frac{I_A s_A}{b_n} \sum_{s=1}^p \sum_{k=1}^q (\Theta(r_2(\varphi - T(k, s)) + 0,5b_n) - \Theta(r_2(\varphi - T(k, s)) - 0,5b_n) - \Theta(r_2(\varphi - T(k, s)) + 0,5b_n - y_A) + \Theta(r_2(\varphi - T(k, s)) - 0,5b_n - y_A)), \quad (3)$$

$$\text{где } T(k, s) = \frac{2k-1}{2pmq} \pi + \frac{2(s-1)\pi}{p} - \pi + \varphi_A.$$

Аналогичное представление имеют токовые нагрузки фаз B и C

$$\begin{aligned} i_{zB} &= i_{zA}(I_A \rightarrow I_B, s_A \rightarrow s_B, \varphi_A \rightarrow \varphi_B, y_A \rightarrow y_B), \\ i_{zC} &= i_{zA}(I_A \rightarrow I_C, s_A \rightarrow s_C, \varphi_A \rightarrow \varphi_C, y_A \rightarrow y_C). \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь I_A, I_B, I_C – амплитудные значения фазных токов, q – число пазов на полюс и фазу, p – число пар полюсов обмотки, m – число фаз обмотки, b_n – ширина открытия паза, r_2 – радиус расточки статора, $\theta(\dots)$ – единичная обобщенная функция, равная нулю при отрицательных значениях аргумента и равна единице при его положительных значениях. Представление $P(a \rightarrow b)$ означает: выполнить в выражении $P(a)$ замену величины a на величину b . Полюсное деление $2p$ -полюсной обмотки равно

$$\tau = \pi r_2 / p. \quad (5)$$

Значения φ_B и φ_C определяются через φ_A

$$\varphi_B = \varphi_A + 2\pi / pm, \quad \varphi_C = \varphi_A + \pi / pm, \quad \varphi_A = k\pi / pm, \quad k = 1, \dots, 2m. \quad (6)$$

Применяя к равенству (2) дискретное интегральное преобразование Фурье [2], найдем преобразованное значение токовой нагрузки $2p$ -полюсной обмотки

$$I(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{in\varphi} (i_{zA} + i_{zB} + i_{zC}) d\varphi = I_A(n) + I_B(n) + I_C(n), \quad (7)$$

где n – параметр преобразования Фурье.

С учетом представления токовой нагрузки фазы A согласно (3) найдем по (7) $I_A(n) = I_A w_A k_A / 2\pi r_2$, где количество витков в фазе A $2p$ -полюсной машины $w_A = s_A p q$, а обмоточный коэффициент

$$k_A = e^{-\frac{in\pi}{p}(1 - \frac{p\varphi_A}{\pi} - \frac{1}{2m})} (1 - e^{\frac{in\pi y_A}{p\tau}}) \frac{\sin(n\pi)}{p \sin(n\pi/p)} \frac{\sin(n\pi/2pm)}{q \sin(n\pi/2pmq)} \frac{\sin(n\pi b_n/2p\tau)}{n\pi b_n/2p\tau}. \quad (8)$$

Аналогичным образом определяются согласно (4) и (7) преобразованные значения токовых нагрузок фаз B и C

$$I_B(n) = \frac{I_B w_B k_B}{2\pi r_2}, \quad I_C(n) = \frac{I_C w_C k_C}{2\pi r_2},$$

где $w_B = s_B p q$, $w_C = s_C p q$, а обмоточные коэффициенты

$$k_B = k_A(\varphi_A \rightarrow \varphi_B, y_A \rightarrow y_B); \quad k_C = k_A(\varphi_A \rightarrow \varphi_C, y_A \rightarrow y_C). \quad (9)$$

Наличие в обмоточных коэффициентах множителя $\sin(n\pi)/p \sin(n\pi/p)$, всегда равного нулю при $n < p$, указывает на отсутствие пространственных субгармоник в токовой нагрузке и магнитном поле перемещивателя. Магнитное поле содержит основную гармонику $n = p$ и высшие гармоники, кратные p .

Окончательно преобразованное значение токовой нагрузки $2p$ -полюсной обмотки равно, учитывая, что фаза C начинается с фазной зоны Z ,

$$I(n) = (I_A w_A k_A + I_B w_B k_B - I_C w_C k_C) / 2\pi r_2. \quad (10)$$

Для $2p$ -полюсной обмотки, размещенной на дуге статора $-\pi < \varphi < 0$, с традиционным следованием фазных зон ($AZBXC Y$) в пределах пары полюсов, полагая, что обмотка начинается с фазной зоны фазы A , распределение тока фазы A по поверхности расточки представим в виде

$$i_{1zA} = \frac{I_{1A} s_{1A}}{b_n} \sum_{s=1}^{p_1} \sum_{k=1}^{q_1} (\Theta(r_2(\varphi - T_1(k, s)) + 0,5b_n) - \Theta(r_2(\varphi - T_1(k, s)) - 0,5b_n) - \Theta(r_2(\varphi - T_1(k, s)) + 0,5b_n - y_{1A}) + \Theta(r_2(\varphi - T_1(k, s)) - 0,5b_n - y_{1A})), \quad (11)$$

где $T_1(k, s) = -\pi + \varphi_{1A} + \frac{2k-1}{4p_1 m q_1} \pi + \frac{(s-1)\pi}{p_1}$, $\tau_1 = \frac{\pi r_2}{2p_1}$.

Здесь p_1, q_1 – число пар полюсов и количество пазов на полюс и фазу дугостаторной обмотки, y_{1A} – шаг катушек фазы A .

Зубцовый шаг t_z и ширина паза b_n равны зубцовому шагу и ширине паза $2p$ -полюсной обмотки, поскольку катушки дугостаторной обмотки вкладываются в те же пазы, что и $2p$ -полюсной обмотки. Следовательно, количество пазов на полюс и фазу $2p$ -полюсной обмотки должно составлять

$$q = 2q_1 p_1 / p \quad (12)$$

и результирующее количество пазов статора

$$z = 4m p_1 q_1. \quad (13)$$

При указанном следовании фазных зон сдвиги фаз B и C относительно фазы A равны

$$\varphi_{1B} = \varphi_{1A} + \frac{\pi}{m p_1}, \quad \varphi_{1C} = \varphi_{1A} + \frac{\pi}{2m p_1}, \quad \varphi_{1A} = 0. \quad (14)$$

Интегральное преобразование Фурье

$$I_{1A}(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^0 e^{in\varphi} i_{1zA} d\varphi \quad (15)$$

токовой нагрузки фазы A (11) равно

$$I_{1A}(n) = I_{1A} w_{1A} k_{1A} / 2\pi r_2, \quad (16)$$

где $w_{1A} = s_{1A} p_1 q_1$,

$$k_{1A} = e^{-\frac{jn\pi}{2p_1}(1+p_1-\frac{2p_1\varphi_{1A}}{\pi}-\frac{1}{2m})} (1 - e^{\frac{jn\pi}{2p_1}\tau_1}) \frac{\sin(n\pi/2)}{p_1 \sin(n\pi/2p_1)} \cdot \frac{\sin(n\pi/4p_1 m)}{q_1 \sin(n\pi/4p_1 m q_1)} \cdot \frac{\sin(n\pi b_n/4p_1 \tau_1)}{n\pi b_n/4p_1 \tau_1}.$$

Полагая исполнения фаз B и C аналогичными фазе A и лишь сдвинутыми в пространстве на углы согласно (14), найдем, что

$$\begin{aligned} I_{1B}(n) &= I_{1B} w_{1B} k_{1B} / 2\pi r_2, \\ I_{1C}(n) &= I_{1C} w_{1C} k_{1C} / 2\pi r_2, \end{aligned} \quad (17)$$

где $w_{1B} = s_{1B} p_1 q_1$, $w_{1C} = s_{1C} p_1 q_1$,

$$k_{1B} = k_{1A}(\varphi_{1A} \rightarrow \varphi_{1B}, y_{1A} \rightarrow y_{1B}), k_{1C} = k_{1A}(\varphi_{1A} \rightarrow \varphi_{1C}, y_{1A} \rightarrow y_{1C}).$$

Учитывая, что фаза C начинается с фазной зоны Z , преобразованное значение токовой нагрузки $2p_1$ -полюсной дугостаторной обмотки подобно (10) представим в виде

$$I_1(n) = (I_{1A} w_{1A} k_{1A} + I_{1B} w_{1B} k_{1B} - I_{1C} w_{1C} k_{1C}) / 2\pi r_2. \quad (18)$$

Для $2p_2$ -полюсной обмотки, размещенной на дуге расточки $0 < \varphi < \pi$ со следованием фазных зон ($AZBXC Y$) в пределах каждой пары полюсов, распределение тока фазы A описывается функцией

$$i_{2zA} = \frac{I_{2A} s_{2A}}{b_n} \sum_{s=1}^{p_2} \sum_{k=1}^{q_2} (\Theta(r_2(\varphi - T_2(k, s)) + 0,5b_n) - \Theta(r_2(\varphi - T_2(k, s)) - 0,5b_n) - \Theta(r_2(\varphi - T_2(k, s)) + 0,5b_n - y_{2A}) + \Theta(r_2(\varphi - T_2(k, s)) - 0,5b_n - y_{2A})), \quad (19)$$

где $T_2(k, s) = \varphi_{2A} + \frac{2k-1}{4p_2 m q_2} \pi + \frac{(s-1)\pi}{p_2}$, $\tau_2 = \frac{\pi r_2}{2p_2}$, p_2, q_2 – число пар полюсов и количество пазов на полюс и фазу дугостаторной обмотки, τ_2 и y_{2A} – полюсное деление и шаг катушек $2p_2$ -полюсной обмотки, I_{2A} – амплитудное значение тока фазы A , s_{2A} – количество витков фазы A в пазу.

Аналогичными зависимостями описываются и распределение токов фаз B и C с тем лишь отличием, что они имеют собственное количество витков в пазу s_{2B} и s_{2C} и шаг катушек y_{2B} , y_{2C} , а также согласно указанному чередованию фазных зон – соответствующие пространственные сдвиги фаз

$$\varphi_{2B} = \varphi_{2A} + \frac{\pi}{p_2 m}, \quad \varphi_{2C} = \varphi_{2A} + \frac{\pi}{2p_2 m}, \quad \varphi_A = 0. \quad (20)$$

Тогда преобразованные значения токовых нагрузок фаз A, B и C $2p_2$ -полюсной дугостаторной обмотки согласно (15), (19), (20) равны

$$\begin{aligned} I_{2A}(n) &= I_{2A} w_{2A} k_{2A} / 2\pi r_2, \\ I_{2B}(n) &= I_{2B} w_{2B} k_{2B} / 2\pi r_2, \\ I_{2C}(n) &= I_{2C} w_{2C} k_{2C} / 2\pi r_2, \end{aligned} \quad (21)$$

где $w_{2A} = s_{2A} p_2 q_2$, $w_{2B} = s_{2B} p_2 q_2$, $w_{2C} = s_{2C} p_2 q_2$,

$$k_{2A} = e^{-\frac{i\pi}{2p_2}(1-p_2-\frac{2p_2\varphi_{2A}}{\pi}-\frac{1}{2m})} (1 - e^{\frac{i\pi y_{2A}}{2p_2 \tau_2}}) \frac{\sin(n\pi/2)}{p_2 \sin(n\pi/2p_2)} \cdot \frac{\sin(n\pi/4p_2 m)}{q_2 \sin(n\pi/4p_2 m q_2)} \cdot \frac{\sin(n\pi b_n/4p_2 \tau_2)}{n\pi b_n/4p_2 \tau_2},$$

$$k_{2B} = k_{2A}(\varphi_{2A} \rightarrow \varphi_{2B}, y_{2A} \rightarrow y_{2B}),$$

$$k_{2C} = k_{2A}(\varphi_{2A} \rightarrow \varphi_{2C}, y_{2A} \rightarrow y_{2C}).$$

Преобразование Фурье токовой нагрузки дугостаторной $2p_2$ -полюсной обмотки представляется суммой вида (18)

$$I_2(n) = (I_{2A} w_{2A} k_{2A} + I_{2B} w_{2B} k_{2B} - I_{2C} w_{2C} k_{2C}) / 2\pi r_2. \quad (22)$$

Амплитудное значение токовой нагрузки трехобмоточного электромагнитного перемешивателя является суперпозицией токовых нагрузок трех обмоток:

$$A_m = I(n) + I_1(n) + I_2(n) \quad (23)$$

и на поверхности статора ($\rho = r_2$) выполняется условие:

$$B_\varphi = -\mu_0 A_m. \quad (24)$$

Полученное представление токовой нагрузки перемешивателя (23) и условия для тангенциальной составляющей магнитной индукции при $\rho = r_2$ (24) позволяют в зависимости от конструктивного исполнения обмоток и электрических схем их соединения найти распределение векторного магнитного потенциала в полости перемешивателя, компоненты магнитной индукции и плотности тока в проводящих средах.

С использованием полученных в [3] зависимостей (22), (23), (24) для определения компонент магнитной индукции и плотности тока, распределение средних во времени объемных электромагнитных усилий, возникающих в результате взаимодействия комбинированных бегущих полей и индуцированных токов в жидком металле, равно

$$F_{\varphi} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(j_z B_{\rho}^*) = -\frac{\sigma \omega}{2 \rho} \operatorname{Re} \left(\sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_3 e^{-in\varphi} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} n A_3^* e^{in\varphi} \right),$$

$$F_{\rho} = -\frac{1}{2} \operatorname{Re}(j_z B_{\varphi}^*) = -\frac{\sigma \omega}{2} \operatorname{Re} \left(\sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_3 e^{-in\varphi} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\partial A_3^*}{\partial \rho} e^{in\varphi} \right),$$
(25)

где $A_3 = -2B_{\varphi} \frac{r_1^{n-1}}{r r_2^{n-1}} \frac{I_n(a_1 \rho)}{(I_n'(a_1 r) \zeta - I_n(a_1 r) \xi)}$ – распределение преобразованных значений z -составляющей векторного магнитного потенциала в жидком металле, $a_1 = \sqrt{i \mu_c \sigma_c \omega}$, ζ и ξ – постоянные интегрирования в [3], $I_n(\dots)$ – модифицированная функция Бесселя, σ_c и μ_c – электропроводность и магнитная проницаемость жидкого металла, $\omega = 2\pi f$. В (25) знак (*) означает комплексно сопряженную величину. Поскольку решение для векторного магнитного потенциала A_3 в [3] получено при допущении, что скорость жидкого металла равна нулю, то и расчет сил в (25) приведен при этом допущении.

Разработанная методика расчета электродинамических сил учитывает конструктивное исполнение перемешивателя и затухание электромагнитного поля в элементах конструкции. Наибольшее затухание поля, очевидно, происходит в гильзе кристаллизатора, которая выполнена из меди с толщиной стенки до 15 мм, что существенно затрудняет проникновение поля в жидкий металл. Поэтому электропитание обмоток перемешивателя осуществляется от преобразователя низкой частоты.

На рис. 2 показана зависимость азимутальной составляющей объемной электродинамической силы от частоты тока питания при $\rho = r$ для двухполюсного (кривые 1, 2) и четырехполюсного (кривые 3, 4) исполнения обмотки в перемешивателях с радиусом расточки 0,145 м (кривые 2, 3) и 0,225 м (кривые 1, 4). Меньший диаметр расточки соответствует внутреннему (внутри корпуса кристаллизатора) размещению перемешивателя, а больший – наружному размещению (вне корпуса кристаллизатора).

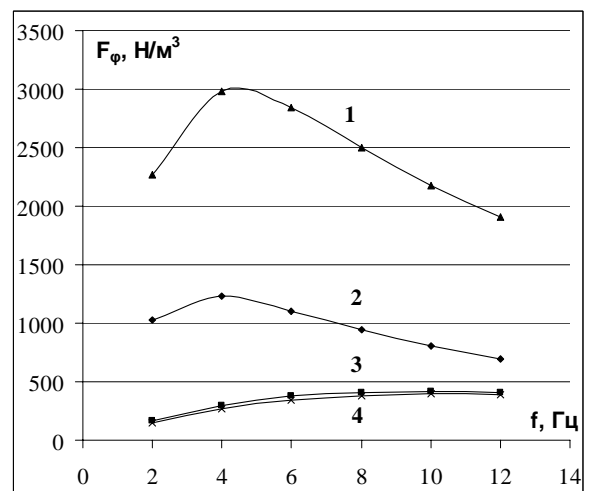


Рис. 2

Приведенные на рис. 2 зависимости рассчитаны при толщине стенки 13 мм и допущении, что токовые нагрузки двухполюсной и четырехполюсной обмоток равны между собой. Это оправдано тем, что катушки обеих обмоток размещаются в одних и тех же пазах и, следовательно, содержат одинаковое количество витков в пазу. Поскольку диаметр перемешивателя наружной установки превышает диаметр перемешивателя внутреннего размещения в 1,5 раза, то сечение паза его возросло в 2,25 раза и количество витков в пазу возросло в 2,25 раза и, следовательно, токовая нагрузка его принята большей в 1,5 раза. Характерной особенностью обоих исполнений перемешивателей является достижение максимальных азимутальных усилий при частоте 4 Гц для двухполюсных обмоток электромагнитных перемешивателей и при 10 Гц – для четырехполюсных исполнений обмоток.

Характерное распределение объемных электродинамических сил в сечении круглой заготовки диаметром 0,15 м показано на рис. 3. Причем характер распределения сил не зависит от исполнения перемешивателя – внутреннего или наружного и числа пар полюсов. Такое распределение усилий вызывает круговое движение жидкого металла, приводя к переносу металла в периферийную зону и вытеснение более легких частиц и газовых включений в осевую зону.

Для интенсификации теплообменных процессов между жидким металлом и водоохлаждаемой гильзой кристаллизатора целесообразно обеспечить тепломассоперенос металла из центральной

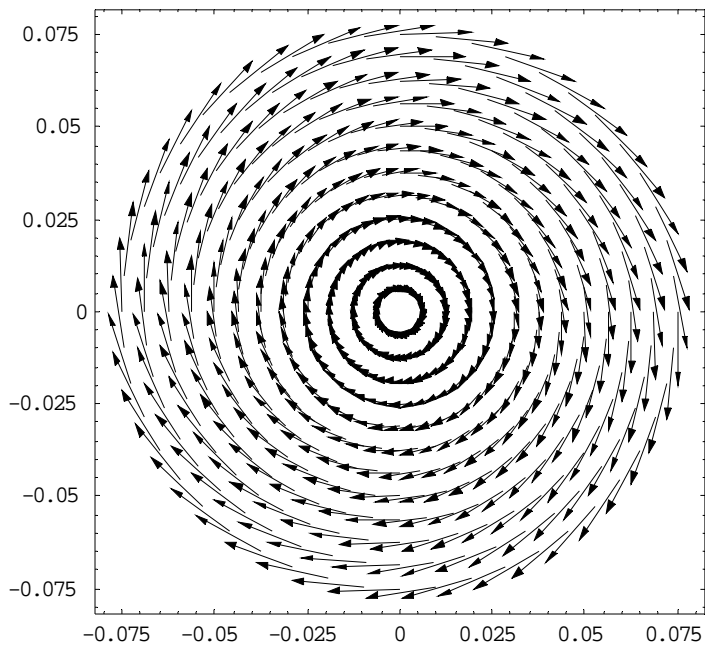


Рис. 3

ря возникают, если используется двухполюсная и шестиполюсная обмотки, создающие встречно вращающиеся поля и т.д.

Маловероятным представляется, что движение жидкого металла в кристаллизаторе будет повторять приведенное на рис. 4 распределение усилий.

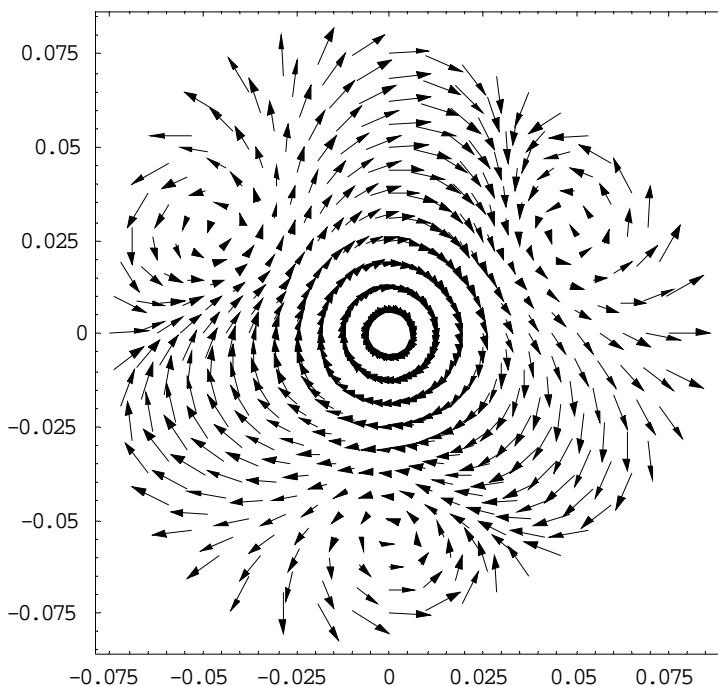


Рис. 4

зоны к периферии. Такое движение можно обеспечить путем создания многоспиральной структуры распределения объемных электродинамических сил в металле (рис. 4).

Подобное распределение сил возникает, если последовательно соединить двухполюсную и две согласно включенные дугостаторные обмотки со встречно вращающимися полями [4]. Для такого исполнения обмотки перемешивателя токовая нагрузка согласно (23) равна

$$A_m = [I_A(w_A k_A + w_{1A} k_{1B} + w_{2A} k_{2B}) + I_B(w_B k_B + w_{1B} k_{1A} + w_{2B} k_{2A}) - I_C(w_C k_C + w_{1C} k_{1C} + w_{2C} k_{2C})] / 2\pi r_2. \quad (26)$$

Представленная на рис. 4 картина распределения объемных усилий в металле существенным образом зависит от соотношения витков двухполюсной и четырехполюсной обмоток. Количество же силовых вихрей равно сумме пар полюсов применяемых обмоток. Например, четыре вихря возникают, если используется двухполюсная и шестиполюсная обмотки, создающие встречно вращающиеся поля и т.д.

Маловероятным представляется, что движение жидкого металла в кристаллизаторе будет повторять приведенное на рис. 4 распределение усилий. Вынос металла из осевой зоны, вероятно, будет происходить за счет неустойчивости движения. Между тем, путем комбинирования двухполюсной обмотки и одной дугостаторной обмотки, создающими встречное движение магнитных полей, удастся обеспечить одностороннее движение жидкого металла через осевую зону слитка. При этом токовая нагрузка перемешивателя, полагая, например, $w_{1A} = w_{1B} = w_{1C} = 0$, описывается зависимостью

$$A_m = [I_A(w_A k_A + w_{2A} k_{2B}) + I_B(w_B k_B + w_{2B} k_{2A}) - I_C(w_C k_C + w_{2C} k_{2C})] / 2\pi r_2. \quad (27)$$

Под действием этой токовой нагрузки устанавливается распределение объемных электродинамических усилий в жидком металле, показанное на рис. 5. Такое распределение сил будет способствовать интенсификации процессов тепло-массопереноса, выносу металла из осевой зоны, что позволит снизить осевую пористость слитка и повысить его качество.

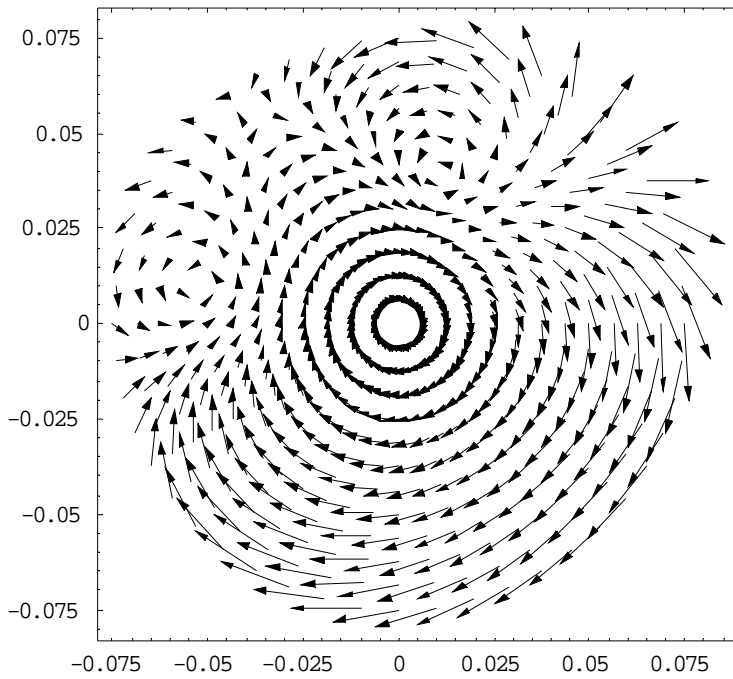


Рис. 5

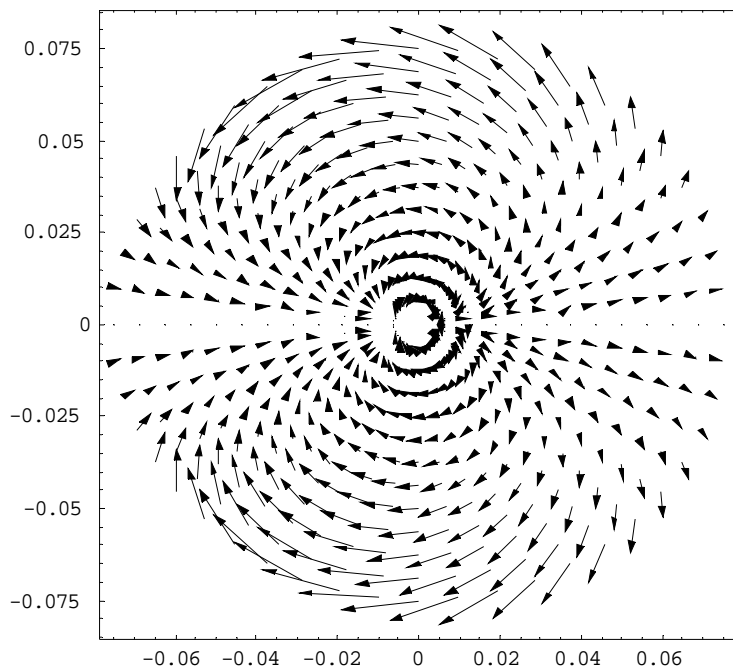


Рис. 6

жидкого металла // Техн. электродинамика. – 2009. – №4. – С. 61–65.

4. Кондратенко И.П., Ращепкин А.П. Двухобмоточный электромагнитный перемешиватель для кристаллизаторов непрерывного литья // Техн. электродинамика. – 2002. – №2. – С.59–63.

5. Лиелетер Я.Я. Жидкометаллические индукционные МГД-машины. – Рига: Зинатне, 1969. – 246 с.

Недостатком такого исполнения является слабое использование зубцовой зоны, связанное с неполным заполнением пазов обмоткой. В связи с этим предпочтительным представляется исполнение перемешивателя с двумя дугостаторными обмотками, возбуждающими встречно бегущие магнитные поля. Токовая нагрузка такого перемешивателя, полагая

$$w_{1A} = w_{1B} = w_{1C} = w_{2A} = w_{2B} = w_{2C}, \\ w_A = w_B = w_C = 0, \text{ согласно (23) равна}$$

$$A_m = [I_A (w_{1A} k_{1A} + w_{2A} k_{2B}) + \\ + I_B (w_{1B} k_{1B} + w_{2B} k_{2A}) - \\ - I_C (w_{1C} k_{1C} + w_{2C} k_{2C})] / 2\pi r_2. \quad (28)$$

Рассчитанное с использованием этой токовой нагрузки распределение объемных электродинамических усилий в жидком металле показано на рис. 6.

Как видно, такое исполнение перемешивателя также способствует интенсивному выносу металла из осевой зоны слитка.

Таким образом, в работе определены токовые нагрузки круговой и двух дугостаторных обмоток, а также результирующая токовая нагрузка трехобмоточного перемешивателя. Выведены соотношения для расчета распределения φ - и ρ -компонент электродинамических усилий в жидком металле для произвольных схем соединения и конструктивного исполнения обмоток.

1. Вольдек А.И. Индукционные магнетогидродинамические машины с жидкометаллическим рабочим телом. – Л.: Энергия, 1970. – 272 с.

2. Гахов Ф.И., Черский Ю.И. Уравнения типа свертки. – М.: Наука, 1978. – 296 с.

3. Карлов А.Н., Кондратенко И.П., Ращепкин А.П. Анализ электромагнитных полей в цилиндрических кристаллизаторах многообмоточного электромагнитного перемешивателя

Надійшла 22.04.2009

УДК 621.3

Р.О.Мазманян, канд.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев)

СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УПОРЯДОЧЕННЫХ ВЫБОРОК СЛУЧАЙНОГО НЕКОРРЕЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

Рассмотрены упорядоченные выборки случайного некоррелированного шума с нулевым средним ("белый шум"), получены формулы авто-, взаимных и кросс-спектральных плотностей мощности для элементов скользящих упорядоченных выборок данных.

Розглянуто упорядковані вибірки випадкового некорельованого шуму з нульовим середнім ("білий шум"), отримано формули авто-, взаємних, крос-спектральних щільностей потужності для елементів ковзних упорядкованих вибірок даних.

Функции спектральной плотности случайных сигналов, полученных из ограниченного значением X_m случайного некоррелированного и несмещенного шума посредством скользящих упорядоченных выборок [2,4], являются важной составляющей в описании вероятностной структуры таких преобразований. Для этого метода обработки измерительной информации ранее были получены функции распределения, плотности вероятности, математического ожидания, дисперсии, совместных плотностей вероятности, ковариационных и корреляционных моментов для отдельных элементов или пары элементов упорядоченных выборок заданного порядка d [3,5].

На основании результатов, изложенных в [3,5], завершив описание вероятностной структуры метода скользящих упорядоченных выборок получением оценок спектральных характеристик преобразованных данных для элементов выборок. Эти оценки представляют собой функции распределения дисперсии (среднеквадратического значения) по частотам, которые по аналогии с процессами в электрических цепях называют спектральной плотностью мощности (СПМ). Существуют несколько способов определения СПМ [1,6,7]. Метод Блекмена–Тьюки [7] основан на использовании теоремы Винера–Хинчина, которая парой прямого и обратного преобразований Фурье устанавливает связь между спектральной плотностью $S(f)$ и корреляционной функцией $R(\tau)$

$$\begin{aligned} S(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau = 2 \int_0^{\infty} R(\tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau; \\ R(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} S(f) \exp(j2\pi f\tau) df = 2 \int_0^{\infty} S(f) \exp(j2\pi f\tau) df, \end{aligned} \quad (1)$$

где f – частота, τ – время.

Для заданного k_z и произвольного k_y элементов выборки авто- ($k_y = k_z$) и взаимным ($k_y \neq k_z$) корреляционным функциям $C_{k_y, k_z}(\Delta i)$ соответствуют выражения

$$C_{k_y, k_z}(\Delta i) = \begin{cases} \left(1 - \frac{|\Delta i|}{2d+1}\right) \cdot \frac{k_y+1}{k_z+1} \cdot D_{k_z}^{S_s}, & 0 \leq k_y \leq k_z; \\ \left(1 - \frac{|\Delta i|}{2d+1}\right) \cdot \frac{2d+1-k_y}{2d+1-k_z} \cdot D_{k_z}^{S_s}, & k_z \leq k_y \leq 2d; \\ 0, & 0 > k_y > 2d; \end{cases} \quad (2)$$

где $d = (N-1)/2$ – порядок упорядоченной выборки, содержащей нечетное число элементов N .

Здесь дисперсия $D_{k_z}^{S_s}$ заданного элемента упорядоченных выборок [5] определяется из уравнений

$$D_{k_z}^{S_s} = D_{S_s}(k_z, d) = D_{S_H}(k_z, d) - \mu_S^2(k_z), \quad (3)$$

$$D_{S_H}(k_z, d) = X_m^2 \cdot \frac{(2d+1)!}{2^{2d+1}} \cdot \sum_{j=0}^{k_z} \sum_{m=0}^{2d-k_z} \frac{(-1)^m + (-1)^j}{j! \cdot (k_z - j)! \cdot m! \cdot (2d - k_z - m)! \cdot (m + j + 3)}, \quad (4)$$

а средние значения только для заданного элемента выборок $\mu_S(k_z)$ определяются из уравнения, полученного в [5]

$$\mu_S(k_z) = \frac{(2d+1)!}{2^{2d+1}} \cdot X_m \cdot \sum_{j=0}^{k_z} \sum_{m=0}^{2d-k_z} \frac{(-1)^m - (-1)^j}{j! \cdot m! \cdot (k_z - j)! \cdot (2d - k_z - m)! \cdot (m + j + 2)}. \quad (5)$$

Примем следующие обозначения при определении взаимной спектральной плотности мощности: $\omega_n = 2\pi n/N$ – относительная частота, $\tau = \Delta t/N$ – непрерывный аргумент, определяющий дискретную задержку $\Delta i = n \cdot \tau$ для целочисленных $n = 0, 1, \dots, N$ и временного интервала $\Delta t = 1$ между значениями n_i и n_{i+1} . Принятые обозначения и формулы (1), (2) определяют одностороннюю взаимную спектральную плотность мощности преобразованных данных для произвольной пары элементов следующими выражениями

$$S_{k_y, k_z}(\omega_n) = \begin{cases} \int_0^{2d} \left(1 - \frac{|\tau|}{2d+1}\right) \cdot \frac{k_y+1}{k_z+1} \cdot D_{k_z}^{S_s} \cdot e^{-j\omega_n \tau} d\tau, & 0 \leq k_y \leq k_z \\ \int_0^{2d} \left(1 - \frac{|\tau|}{2d+1}\right) \cdot \frac{2d+1-k_y}{2d+1-k_z} \cdot D_{k_z}^{S_s} \cdot e^{-j\omega_n \tau} d\tau, & k_z \leq k_y \leq 2d \\ 0, & 0 > k_y > 2d \end{cases} \quad (6)$$

которые после преобразований принимают вид:

– для $\omega_n \neq 0$

$$S_{k_y, k_z}(\omega_n) = \frac{2D_{k_z}^{S_s}}{\omega_n^2 \cdot (2d+1)} \cdot \left[-(1 - j\omega_n) e^{-j2d\omega_n} + (1 - j\omega_n(2d+1)) \right] \cdot \begin{cases} \frac{k_y+1}{k_z+1}, & 0 \leq k_y \leq k_z \\ \frac{2d+1-k_y}{2d+1-k_z}, & k_z \leq k_y \leq 2d \end{cases} \quad (7)$$

– для $\omega_n = 0$

$$S_{k_y, k_z}(\omega_n) = 4d \cdot D_{k_z}^{S_s} \cdot \frac{d+1}{2d+1} \cdot \begin{cases} \frac{k_y+1}{k_z+1}, & 0 \leq k_y \leq k_z \\ \frac{2d+1-k_y}{2d+1-k_z}, & k_z \leq k_y \leq 2d \end{cases}; \quad (8)$$

$$S_{k_y, k_z}(\omega_n) = 0, \quad 0 > k_y > 2d. \quad (9)$$

Записанное в тригонометрической форме выражение (7) примет вид

$$S_{k_y, k_z}(\omega_n) = \frac{2D_{k_z}^{S_s}}{\omega_n^2 \cdot (2d+1)} \cdot [(\omega_n \cdot \sin(2d\omega_n) - \cos(2d\omega_n) + 1) + j \cdot (\sin(2d\omega_n) + \omega_n \cdot \cos(2d\omega_n) - \omega_n \cdot (2d+1))] \times$$

$$\times \begin{cases} \frac{k_y+1}{k_z+1}, & 0 \leq k_y \leq k_z; \\ \frac{2d+1-k_y}{2d+1-k_z}, & k_z \leq k_y \leq 2d. \end{cases} \quad (10)$$

Взаимные коспектральная $\text{Re}(S_{k_y, k_z})$ (рис. 1, а) и квадратурная $\text{Im}(S_{k_y, k_z})$ (рис. 1, б) спектральные плотности определены для $d = 3$ и $k_z = 5$.

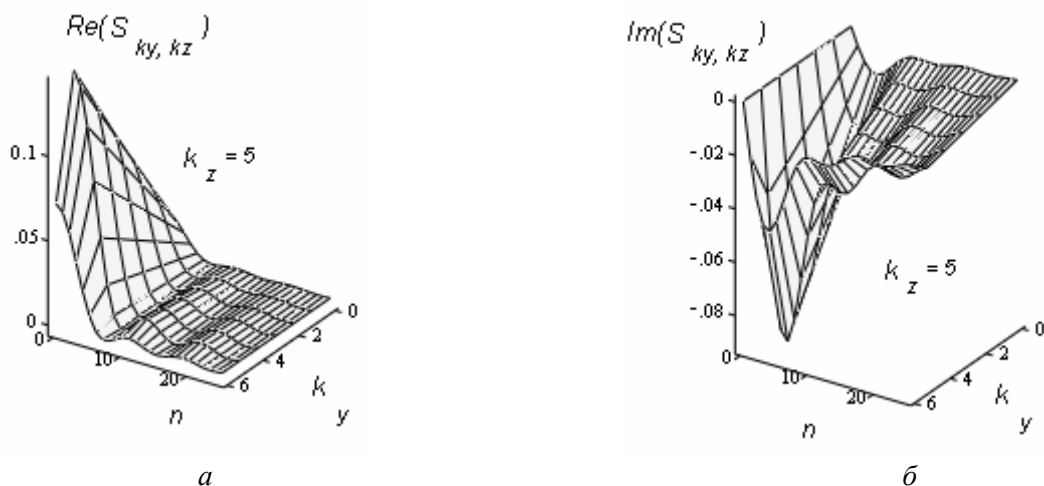


Рис. 1

Как видно из рис. 1, значения взаимных спектральных плотностей возрастают по мере приближения к элементу с заданным номером.

Модуль и фазовый угол взаимных спектральных плотностей мощности для показательной и тригонометрической форм записи после преобразований определяются выражениями

$$|S_{k_y, k_z}(\omega_n)| = \frac{2D_{k_z}^{S_s}}{\omega_n^2 \cdot (2d+1)} \cdot \sqrt{2[(\omega_n^2 \cdot (2d+1) + 1) \cdot (1 - \cos(2d\omega_n)) + 2d\omega_n \cdot (d\omega_n - \sin(2d\omega_n))]} \times$$

$$\times \begin{cases} \frac{k_y+1}{k_z+1}, & 0 \leq k_y \leq k_z; \\ \frac{2d+1-k_y}{2d+1-k_z}, & k_z \leq k_y \leq 2d, \end{cases}$$

$$\theta_k = \arctg \frac{\sin(2d\omega_n) + \omega_n \cdot \cos(2d\omega_n) - \omega_n \cdot (2d + 1)}{\omega_n \cdot \sin(2d\omega_n) - \cos(2d\omega_n) + 1}.$$

Для скользящих выборок порядка $d = 3$ и $0 \leq k \leq 2d + 1$ модуль и фазовый угол имеют вид, показанный на рис. 2, а, б.

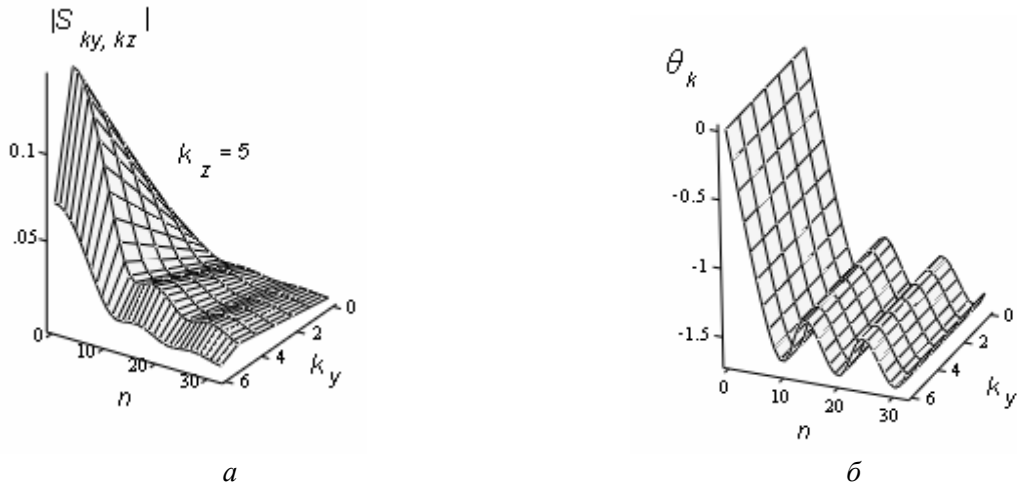


Рис. 2

Если и здесь значение модуля достигает максимума для элемента с заданным номером, то фазовый угол не зависит от номера элемента k .

Авто-коспектральная $Re(S_k)$ и квадратурная $Im(S_k)$ спектральные плотности, представленные на (рис. 3, а) и (рис. 3, б), соответственно, определены для порядка $d = 3$ и $0 \leq k \leq 2d + 1$. Значения автоспектральных плотностей расположены симметрично относительно наибольшего из них, которое соответствует медиане выборки.

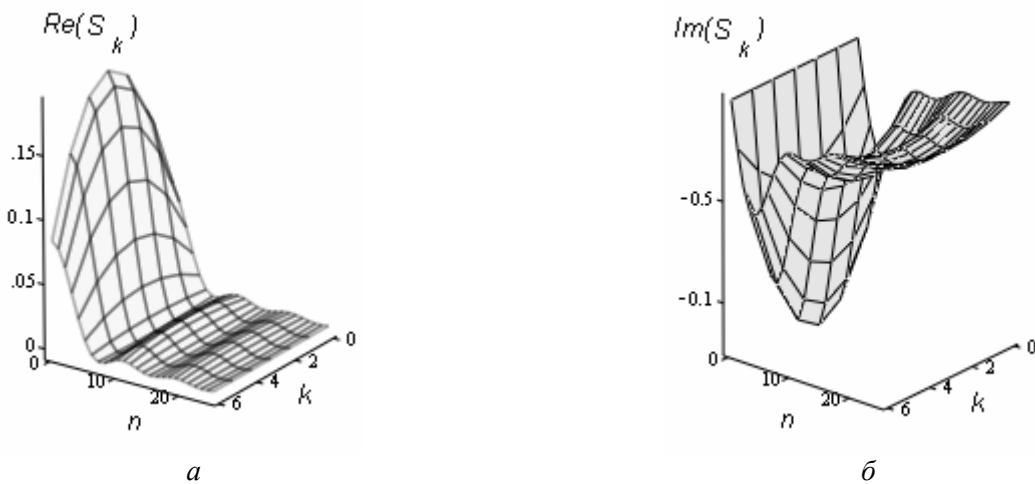


Рис. 3

Кросс-спектральные плотности мощности, характеризующие перераспределение СПМ входного сигнала по последовательностям обработанных данных, соответствующих элементам скользящих выборок, получим подстановкой кросскорреляционных функций [3]

$$C_k(\Delta i) = \frac{1}{2} \cdot p(\Delta i) \cdot (D_k^{S^D} - \mu_k^2) = \frac{1}{2} \cdot p(\Delta i) \cdot D_k^{S^S};$$

$$p(\Delta i) = \begin{cases} 1 & -2d \leq \Delta i \leq 2d; \\ 0 & \Delta i < -2d; \Delta i > 2d, \end{cases} \quad (11)$$

где $0 \leq k \leq 2d + 1$ – номер элемента выборки порядка d ; $D_k^{S_D}, D_k^{S_S}$ – смещенные и несмещенные значения дисперсии, в формулу (1)

$$G_k(\omega_n) = 0.5 \cdot \int_0^{2d} D_k^{S_S} \cdot e^{-j\omega_n \tau} d\tau. \quad (12)$$

После преобразований получим

$$G_k(\omega_n) = \begin{cases} j \frac{1}{2\omega_n} D_k^{S_S} \cdot e^{-j2\omega_n d} - 1, & n \neq 0 \\ d \cdot D_k^{S_S}, & n = 0. \end{cases} = \begin{cases} \frac{1}{2\omega_n} D_k^{S_S} \cdot [\sin(2\omega_n d) + j \cdot (\cos(2\omega_n d) - 1)], & n \neq 0 \\ d \cdot D_k^{S_S}, & n = 0. \end{cases} \quad (13)$$

На рис. 4, а, б показаны кросс-спектральная и кросс-квадратурная плотности мощности для последовательностей обработанных данных.

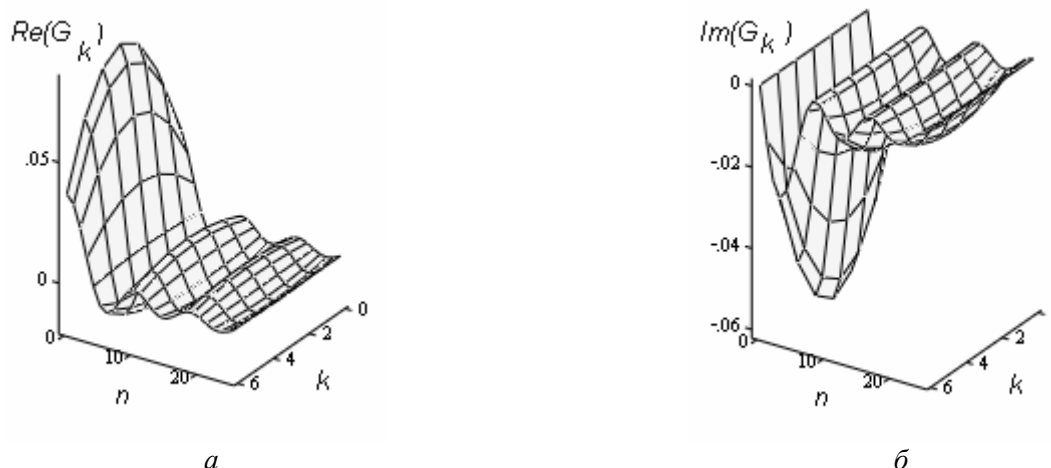


Рис. 4

Кросс-спектральные плотности мощности симметричны относительно медианы выборки. Модуль и фазовый угол кросс-спектральной плотности мощности определены из формул

$$|G_k| = \sqrt{\text{Re}^2(G_k) + \text{Im}^2(G_k)} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{D_k^{S_S}}{\omega_n} \cdot \sqrt{1 - \cos(2\omega_n d)}, \quad (14)$$

$$\theta_k = \arctg[\text{Im}(G_k)/\text{Re}(G_k)] = -\omega_n d.$$

Заметим, что фазовый угол пропорциональный частоте и порядку выборки, также не зависит от номера элемента k .

Для выборок порядка $d = 3$ и $0 \leq k \leq 2d + 1$ модуль и фаза спектральной плотности мощности имеют вид, представленный на рис. 5, а, б. Здесь фазовая частотная характеристика приведена к значениям $0 \leq \theta \leq \pi$.

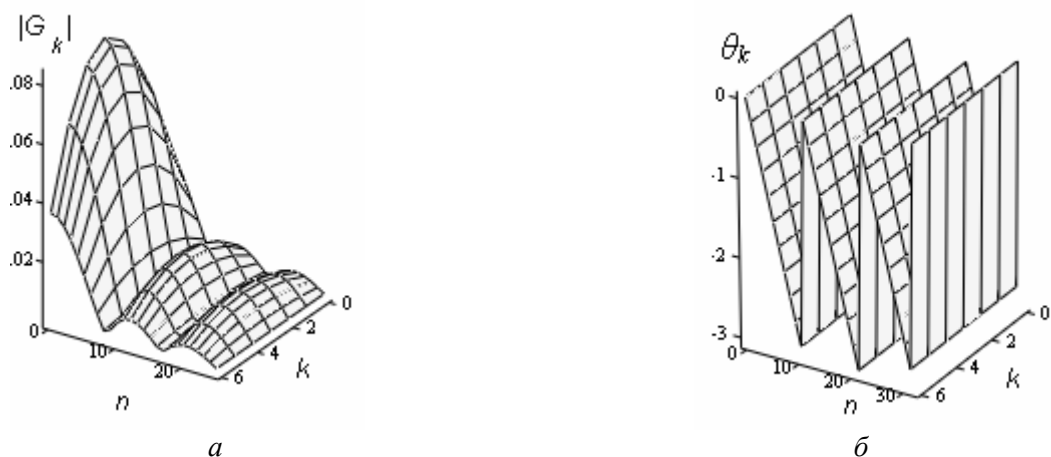


Рис. 5

Итак, получены выражения для определения авто-, взаимных и кросс-спектральных плотностей мощности скользящих упорядоченных выборок из случайного некоррелированного сигнала с непрерывными состояниями и дискретным временем, которые завершают описание вероятностной структуры процесса и из которых могут быть получены значения функции когерентности в зависимости от частоты [7]. Это позволит определить возможность представления рассматриваемого метода преобразования измерительной информации в виде линейной (линеаризованной) системы с одним входом и несколькими выходами. В этом случае из спектральных характеристик могут быть найдены аналитические выражения передаточных функций и синтезирована структура алгоритма преобразования данных скользящими упорядоченными выборками, которые предоставят новые возможности для синтеза цифровых фильтров с робастными свойствами при редактировании неправдоподобных данных.

1. Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. – М.: Мир, 1989. – 540 с.
2. Кендалл М., Стьюарт А. Многомерный статистический анализ и временные ряды. – М.: Наука, 1976. – 736 с.
3. Мазманян Р.О. Корреляционные функции упорядоченных выборок случайного некоррелированного сигнала. // Техн. електродинаміка. – 2005. – № 1. – С. 71–78.
4. Мазманян Р.О. О некоторых свойствах медианных преобразователей измерительной информации // Техн. електродинаміка. – 2003. – №6. – С. 70–75.
5. Мазманян Р.О. Характеристики упорядоченных выборок случайного некоррелированного сигнала // Техн. електродинаміка. – 2004. – № 6. – С. 60–64.
6. Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир. – 1990. – 584 с.
7. Отнес Р., Эноксон Л. Прикладной анализ временных рядов. Основные методы. – М.: Мир. – 1982. – 428 с.

Надійшла 01.04.09

П.И.Борщев, канд.техн.наук (Институт электродинамики НАН Украины, Киев), **В.Д.Ободовский** (НВП «ОСТ»)

КОРРЕКЦИЯ МЕТОДИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ НА ПРОМЫШЛЕННОЙ ЧАСТОТЕ

Рассмотрены методические погрешности измерений электрических величин при проведении диагностики электроэнергетического оборудования, обусловленные влиянием как внешних помех, так и неинформативных параметров измерительных цепей. Обоснованы математические выражения для автоматической вычислительной коррекции указанных погрешностей в комбинированных селективных измерителях электрических величин на промышленной частоте.

Розглянуто методичні похибки вимірювань електричних величин при проведенні діагностики електроенергетичного обладнання, що обумовлені впливом як зовнішніх завад, так і неінформативних параметрів вимірювальних кіл. Обґрунтовано математичні вирази для обчислювальної автоматичної корекції вказаних похибок у комбінованих селективних вимірювачах електричних величин на промисловій частоті.

В настоящее время для контроля технического состояния электроэнергетического оборудования все чаще применяются комбинированные селективные измерители электрических величин на промышленной частоте [2,3]. Такой прибор заменяет несколько используемых ранее устройств и позволяет измерять как диэлектрические параметры высоковольтной изоляции, так и диагностические параметры силовых трансформаторов – коэффициент трансформации, мощность потерь в режимах холостого хода и короткого замыкания. Отличительная особенность прибора – проведение прямых измерений эффективных значений первых гармоник входных токов и напряжений и фазового угла между ними. Все необходимые параметры определяются расчетным путем по результатам прямых измерений.

Результаты прямых измерений, выполняемых прибором, можно интерпретировать как параметры вращающихся на комплексной плоскости векторов, характеризующих собой два переменных сигнала промышленной частоты. Это позволяет использовать для расчета электрических цепей, в которые включается прибор, математический аппарат метода комплексных амплитуд. Задачей настоящей работы является анализ специфических методических погрешностей, возникающих при измерениях диагностических параметров электроэнергетического оборудования, а также получение математических выражений, на основе которых осуществляется вычислительная коррекция указанных погрешностей.

Первый случай – периодическое измерение диэлектрических характеристик высоковольтной изоляции. Для проведения таких измерений объект контроля отключают от рабочего напряжения и используют вспомогательный источник испытательного напряжения. При этом в большинстве случаев на объект действуют емкостные токи помех промышленной частоты от находящихся поблизости электрических шин и оборудования (токи влияния). Для исключения влияния этих токов наибольшее распространение получил расчетный метод, основанный на обработке результатов двух измерений емкости и тангенса угла потерь изоляции, проведенных при фазах испытательного напряжения, различающихся на 180° [4].

Рассмотрим особенности этого метода. На рис. 1 показан один из вариантов электрической схемы измерений диэлектрических параметров изоляции (так называемая «прямая» схема). Приняты следующие обозначения: ИДПИ – измеритель диэлектрических параметров изоляции, ИТ – испытательный повышающий трансформатор, П – переключатель полярности напряжения на первичной обмотке ИТ, C_0 – емкость высоковольтной меры, C_X – емкость изоляции (объект контроля), C_{II} – паразитная емкость между объектом контроля и источником помехи, U_C – сетевое напряжение, U_{II} – испытательное напряжение, U_{II} – напряжение влияющего источника (помехи), « I_0 » – вход измерителя,

на который поступает ток меры емкости, « I_x » – вход, на который поступает ток объекта, I_{II} – ток помехи.

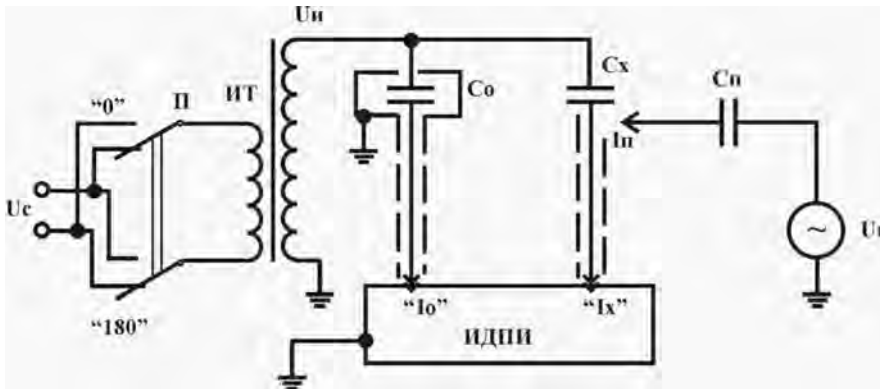


Рис. 1

Измерения производятся по схеме моста переменного тока, два плеча которого образованы мерой и объектом измерения, а другие два плеча – входными сопротивлениями измерителя. На рисунке показан ток помехи, втекающий на низковольтный вывод объекта измерения. Этот ток помехи оказывает наиболее существенное влияние на результат измерения. Токи помех на меру емкости исключаются благодаря тщательному экранированию меры. Токи помех, падающие на другие точки схемы, приводят к изменению значения испытательного напряжения, что, как известно, не влияет на результат измерения в мостовых схемах.

На рис. 2 показана векторная диаграмма токов и напряжений рассматриваемой схемы. Приняты следующие обозначения: $\dot{U}_{II1}, \dot{U}_{II2}$ – векторы испытательных напряжений, $\dot{I}_{01}, \dot{I}_{02}$ – векторы токов через меру емкости, $\dot{I}_{x1}, \dot{I}_{x2}$ – векторы токов объекта, $\dot{I}_{II1}, \dot{I}_{II2}$ – векторы токов помех, $\dot{I}_{\Sigma1}, \dot{I}_{\Sigma2}$ – векторы токов, протекающих на вход « I_x » измерителя (суммы токов объекта и помехи), \dot{I}_{Σ} – сумма векторов $\dot{I}_{\Sigma1}$ и $\dot{I}_{\Sigma2}$, δ – угол диэлектрических потерь объекта, θ – фазовый угол тока помехи, φ_1, φ_2 – фазовые углы токов $\dot{I}_{\Sigma1}$ и $\dot{I}_{\Sigma2}$. Индекс «1» относится к первому такту измерения, индекс «2» – ко второму.

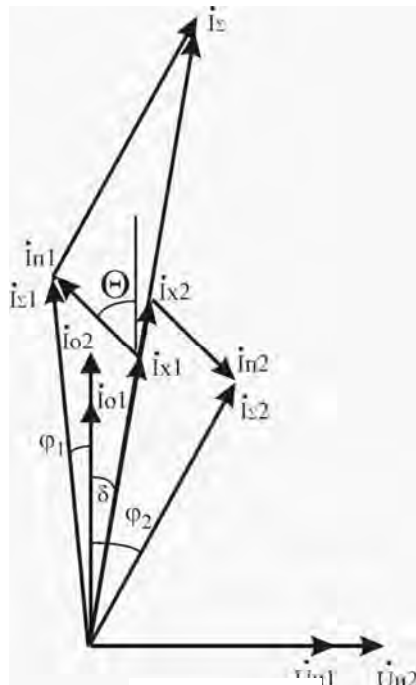


Рис. 2

В первом такте измерений переключатель Π устанавливают в положение «0». Устанавливают необходимый уровень испытательного напряжения \dot{U}_{II1} . Через меру емкости протекает ток \dot{I}_{01} , через объект измерения – \dot{I}_{x1} .

Традиционные мостовые измерители диэлектрических параметров измеряют непосредственно емкость и тангенс угла потерь изоляции. Результаты измерений емкости C'_x и тангенса угла потерь $\text{tg} \delta'$ в первом такте определяются по выражениям

$$C'_x = C_0 \frac{I_{x1} \cos \delta + I_{II1} \cos \theta}{I_{01}}, \quad (1)$$

$$\text{tg} \delta' = \frac{I_{x1} \sin \delta + I_{II1} \sin \theta}{I_{x1} \cos \delta + I_{II1} \cos \theta}, \quad (2)$$

где I_{01}, I_{x1}, I_{II1} – модули векторов (амплитуды токов), C_0 – емкость меры.

Затем испытательное напряжение уменьшают до нуля, переключатель Π устанавливают в положение «180», вновь увеличивают испытательное напряжение и производят измерение. Установить во

втором такте испытательное напряжение, точно равное напряжению в первом такте, невозможно. Поэтому на диаграмме амплитуда испытательного напряжения во втором такте $U_{И2}$ отличается от его амплитуды в первом такте $U_{И1}$. Примем

$$U_{И2} = K_U U_{И1}, \quad (3)$$

где K_U – отношение испытательных напряжений в первом и втором тактах измерений.

Изменение фазы испытательного напряжения на 180° приводит к изменениям фаз полезных токов на 180° . Предполагаем, что при этом амплитуда и фаза тока помехи не изменяются. Эта ситуация представлена на векторной диаграмме эквивалентным образом: фазы полезных токов оставлены неизменными, а фаза тока помехи изменена на 180° . Через меру емкости протекает ток \dot{I}_{02} , через объект измерения – ток $\dot{I}_{\Sigma 2}$. Амплитуды I_{02} и I_{X2} с учетом (3) определяются

$$I_{02} = K_U I_{01}, \quad (4)$$

$$I_{X2} = K_U I_{X1}. \quad (5)$$

Помеха по амплитуде не изменяется

$$I_{И2} = I_{И1}. \quad (6)$$

Результаты измерений емкости C_X'' и тангенса угла потерь $\text{tg}\delta''$ во втором такте определим аналогично (1) и (2) с учетом выражений (4) – (6)

$$C_X'' = C_0 \frac{K_U I_X \cos \delta - I_{И1} \cos \theta}{K_U I_{01}}, \quad (7)$$

$$\text{tg}\delta'' = \frac{K_U I_{X1} \sin \delta - I_{И1} \sin \theta}{K_U I_{X1} \cos \delta - I_{И1} \cos \theta}. \quad (8)$$

Расчетные результаты измерений емкости C_X и тангенса угла потерь $\text{tg}\delta$ определяют следующим образом [4]:

$$C_X = (C_X' + C_X'') / 2, \quad (9)$$

$$\text{tg}\delta = \frac{\text{tg}\delta' C_X' + \text{tg}\delta'' C_X''}{C_X' + C_X''}. \quad (10)$$

После подстановки (1) и (7) в (9), а также (2) и (8) в (10) и проведения упрощающих преобразований получаем:

$$C_X = C_0 \frac{I_{X1} \cos \delta + I_{И1} \frac{K_U - 1}{2K_U} \cos \theta}{I_{01}}, \quad (11)$$

$$\text{tg}\delta = \frac{I_{X1} \sin \delta + I_{И1} \frac{K_U - 1}{2K_U} \sin \theta}{I_{X1} \cos \delta + I_{И1} \frac{K_U - 1}{2K_U} \cos \theta}. \quad (12)$$

Из сравнения выражения (11) с выражением (1), а также выражения (12) с (2) вытекает, что метод в рассматриваемых условиях не обеспечивает полного исключения влияния тока помехи. Фаза

неисключенного тока помехи равна фазе исходного тока помехи, а амплитуда зависит от неравенства испытательных напряжений в первом и втором тактах измерения. К примеру, если исходный ток помехи составлял 10% тока объекта, а испытательное напряжение во втором такте отличалось от напряжения в первом такте на 1%, то амплитуда остаточной помехи составит 0,05% от тока объекта. Как указано в [4], наибольшая погрешность измерения тангенса угла потерь, равная отношению помехи к сигналу, возникает, когда ток помехи близок по фазе к активной составляющей тока объекта. В этом случае указанная погрешность составит 0,05%, что является недопустимым.

Погрешность измерения тангенса угла потерь может быть исключена, если использовать метод совмещения фаз тока объекта и тока влияния, предусматривающий использование фазорегулятора, включенного в цепи испытательного напряжения. С помощью фазорегулятора путем нескольких итераций фазу испытательного напряжения устанавливают таким образом, чтобы емкостный ток объекта был либо синфазным, либо противофазным току помехи. После этого производят два измерения с переключением полярности испытательного напряжения, и по их результатам вычисляют емкость и тангенс угла потерь объекта. При этом не исключается погрешность измерения емкости, однако требования к этой погрешности существенно слабее, поэтому ею можно пренебречь.

Недостатки такого метода: потребность в громоздком фазорегуляторе, который к тому же нуждается в трехфазном напряжении питания; высокие требования к квалификации персонала, производящего измерения; большие затраты времени на настройку фазы испытательного напряжения; наличие большого выходного сопротивления фазорегулятора, что приводит к дополнительной погрешности измерения из-за большого тока влияния, протекающего через источник испытательного напряжения [4].

Процедура исключения влияния токов помех значительно упрощается, если для измерений использовать упомянутые выше комбинированные селективные измерители электрических величин. Такой прибор непосредственно измеряет параметры векторов входных токов: фазовые углы φ_1 и φ_2 , а также амплитуды $I_{\Sigma 1}$, $I_{\Sigma 2}$, I_{01} , I_{02} . Как видно из векторной диаграммы, представленной на рис. 2, сумма \dot{I}_{Σ} векторов токов $\dot{I}_{\Sigma 1}$ и $\dot{I}_{\Sigma 2}$, протекающих на входе « I_X » измерителя в первом и втором тактах измерений, совпадает по фазе с током объекта измерения \dot{I}_{X1} .

Для определения диэлектрических параметров объекта вначале вычисляются активная $\text{Re}(\dot{I}_{\Sigma})$ и реактивная $\text{Im}(\dot{I}_{\Sigma})$ составляющие суммарного вектора \dot{I}_{Σ} (поскольку измеряются углы между векторами и осью ординат, а не абсцисс, то в формулах косинусы и синусы меняются местами)

$$\text{Re}(\dot{I}_{\Sigma}) = I_{\Sigma 1} \sin \varphi_1 + I_{\Sigma 2} \sin \varphi_2, \quad (13)$$

$$\text{Im}(\dot{I}_{\Sigma}) = I_{\Sigma 1} \cos \varphi_1 + I_{\Sigma 2} \cos \varphi_2. \quad (14)$$

Заменим в выражениях (13) и (14) векторы $\dot{I}_{\Sigma 1}$ и $\dot{I}_{\Sigma 2}$ их составляющими

$$\text{Re}(\dot{I}_{\Sigma}) = I_{X1} \sin \delta + I_{П1} \sin \theta + K_U I_{X1} \sin \delta - I_{П1} \sin \theta, \quad (15)$$

$$\text{Im}(\dot{I}_{\Sigma}) = I_{X1} \cos \delta + I_{П1} \cos \theta + K_U I_{X1} \cos \delta - I_{П1} \cos \theta. \quad (16)$$

Составляющие тока помехи в выражениях (15) и (16) взаимно уничтожаются. Тангенс угла потерь объекта вычисляется как отношение активной составляющей вектора \dot{I}_{Σ} к его реактивной составляющей:

$$\text{tg } \delta = \text{Re}(\dot{I}_{\Sigma}) / \text{Im}(\dot{I}_{\Sigma}). \quad (17)$$

Емкость объекта вычисляется как отношение реактивной составляющей вектора \dot{I}_{Σ} к амплитуде вектора \dot{I}_{01} , умноженное на корректирующий коэффициент:

$$C_X = (1 + K_U)^{-1} \text{Im}(\dot{I}_{\Sigma}) / I_{01}. \quad (18)$$

Вычисления по формулам (13), (14), (17), (18) в разработанном устройстве осуществляет встроенный микропроцессор, на индикаторе оператор видит непосредственно расчетные результаты измерения емкости и тангенса угла потерь объекта.

Разработанный метод обеспечивает по сравнению с известными более эффективное снижение влияния помех (при условии неизменности помехи за время проведения двух измерений). При этом нет необходимости в использовании громоздкого фазорегулятора и в дополнительных затратах времени на настройку фазы испытательного напряжения.

Экспериментальная проверка показала, что использование описанного метода позволяет практически исключить влияние токов помех промышленной частоты, уровень которых достигает 10 % тока объекта измерения, при этом погрешность измерения тангенса угла потерь не превышает 0,01 %, т.е. соответствует погрешности прибора, которую он имеет в условиях отсутствия помех.

Второй случай — измерение мощности потерь силового трансформатора в режиме холостого хода. Традиционно этот параметр измерялся либо амперметром и вольтметром с последующим вычислением, либо ваттметром. В обоих случаях возникает методическая погрешность, зависящая от схемы включения приборов [1]: погрешность измерения напряжения, если вольтметр измеряет напряжение на последовательно соединенных амперметре и объекте; погрешность измерения тока, если амперметр измеряет сумму токов, протекающих через объект и вольтметр.

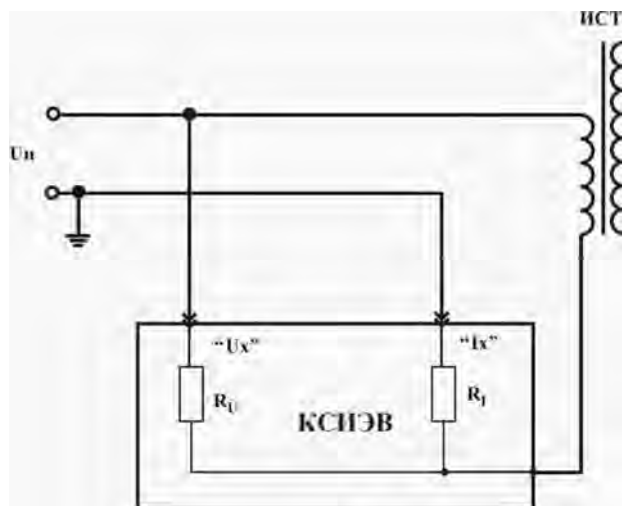


Рис. 3

Векторная диаграмма токов и напряжений рассматриваемой схемы показана на рис.4, где: \dot{U}_H — вектор испытательного напряжения, \dot{I}_X, \dot{I}_{X1} — прямой и инвертированный векторы тока объекта, \dot{I}_V — вектор тока, поступающего на вход « U_X », $\dot{I}_\Sigma, \dot{I}_{\Sigma 1}$ — прямой и инвертированный векторы тока, поступающего на вход « I_X » измерителя (сумма токов объекта и «вольтметра»), φ_X — фазовый угол объекта, $\varphi_{\Sigma 1}$ — фазовый угол вектора тока, поступающего на вход « I_X ».

В данной схеме «вольтметр» измеряет напряжение на объекте, а через «амперметр» протекает ток \dot{I}_Σ , равный сумме токов объекта и «вольтметра». Поскольку оба входа прибора имеют общий контакт, подключенный к корпусу прибора, то ток, поступающий на вход « I_X », противоположен по направлению току, поступающему на вход « U_X ». Результатами прямых измерений, производимых прибором, являются значения величин U_X (амплитуда напряжения на объекте), $I_{\Sigma 1}$ и фазовый угол $\varphi_{\Sigma 1}$.

Для вычисления вектора тока через объект используется следующее выражение

$$\dot{I}_X = -(\dot{I}_{\Sigma 1} + \dot{I}_V). \quad (19)$$

В комбинированном селективном измерителе электрических величин указанная погрешность корректируется расчетным путем. На рис. 3 показана схема измерения потерь трансформатора с использованием разработанного измерителя. На рисунке обозначено: КСИЭВ — комбинированный селективный измеритель электрических величин, ИСТ — испытываемый силовой трансформатор, U_H — испытательное напряжение, « U_X » — вход измеряемого напряжения, « I_X » — вход измеряемого тока, R_U, R_I — входные сопротивления прибора.

Векторная диаграмма токов и напряжений рассматриваемой схемы показана на рис.4, где: \dot{U}_H — вектор испытательного напряжения, \dot{I}_X, \dot{I}_{X1} — прямой и инвертированный векторы тока объекта, \dot{I}_V — вектор тока, поступающего на вход « U_X », $\dot{I}_\Sigma, \dot{I}_{\Sigma 1}$ — прямой и инвертированный векторы

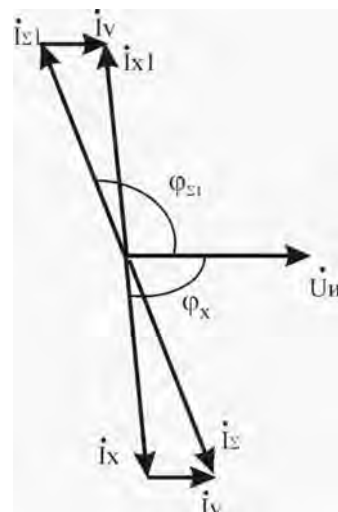


Рис. 4

Амплитуда вектора \dot{I}_V определяется как отношение измеренной амплитуды напряжения U_X к входному сопротивлению R_U , а фаза этого вектора принимается равной нулю, поскольку входное сопротивление прибора имеет активный характер.

Следовательно, действительная и мнимая составляющие вектора тока объекта определяются по следующим выражениям:

$$\operatorname{Re}(\dot{I}_X) = -I_{\Sigma 1} \cos \varphi_{\Sigma 1} - U_X / R_U, \quad (20)$$

$$\operatorname{Im}(\dot{I}_X) = -I_{\Sigma 1} \sin \varphi_{\Sigma 1}. \quad (21)$$

Используя полученные значения составляющих вектора тока объекта, по известным формулам вычисляются полная, активная и реактивная мощности, а также коэффициент мощности.

Степень уменьшения методической погрешности зависит от точности определения входного сопротивления прибора. При использовании стабильных прецизионных резисторов, имеющих допуск на значение сопротивления не более $\pm 1\%$, относительная погрешность определения амплитуды тока через вольтметр также составит около 1% , и проведение вычислительной коррекции позволит снизить влияние этого тока на результат измерения примерно в 100 раз.

Рассмотрим пример. Ток холостого хода испытываемого трансформатора при приложении напряжения 220 В составляет 100 мА, коэффициент мощности трансформатора — 0,1. По входу « U_X » прибора протекает ток 220 мкА. Если коррекцию не производить, то методические погрешности составят: относительная погрешность измерения активной мощности — 2,2 %, абсолютная погрешность измерения коэффициента мощности — 0,0022. Погрешности такого уровня являются недопустимыми для практических целей. Использование описанного метода коррекции позволяет снизить относительную методическую погрешность измерения активной мощности до 0,03 %, а абсолютную погрешность измерения коэффициента мощности — до уровня менее 0,0001. Эти значения пренебрежимо малы по сравнению с основными погрешностями измерения указанных величин, составляющими соответственно 0,7 % и 0,001.

Таким образом, проведенный анализ показывает целесообразность использования предложенного вычислительного метода для автоматической коррекции методических погрешностей измерений электрических величин при проведении диагностики электроэнергетического оборудования. Операции коррекции легко реализуются в микропроцессорных комбинированных селективных измерителях электрических величин на промышленной частоте. Коррекция позволяет снизить влияние указанных факторов в десятки раз, т.е. до пренебрежимо малых уровней по сравнению с основной погрешностью прибора.

1. Алексенко Г.В., Аирияттов А.К., Фрид Е.С. Испытание высоковольтных и мощных трансформаторов и автотрансформаторов. .1. — М.—Л.:Госэнергоиздат, 1962. — 672 с.

2. Борцев П.И. Селективный измеритель электрических величин на промышленной частоте // Техн. электродинамика. — 2005. — № 4. — С. 74—78.

3. Борцев П.И., Ободовский В.Д., Перепечкин А.Е. Прибор для контроля диэлектрических характеристик высоковольтной изоляции под рабочим напряжением // Техн. электродинамика. — 1999. — № 2. — С. 65—69.

4. Сви П.М. Методы и средства диагностики оборудования высокого напряжения. — М.: Энергоатомиздат, 1992. — 240 с.

Надійшла 17.03.2009

А.И.Новик, докт.техн.наук, **А.С.Левицкий**, канд.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев), **Л.А.Кесова**, докт.техн.наук, **Н.Н.Черезов**, канд.техн.наук, **Г.Г.Лукашук** (НТУУ «КПИ», Киев)

ЕМКОСТНЫЙ ПЫЛЕМЕР ДЛЯ УГОЛЬНЫХ КОТЛОВ ТЕПЛОВЫХ ЭЛЕКТРОСТАНЦИЙ

Описан разработанный авторами проточный измеритель концентрации угольной пыли в пыле-воздушной смеси, транспортируемой по трубопроводу. Пылемер состоит из емкостного датчика, соединительного триаксиального кабеля длиной несколько метров и электронного блока. Рассмотрены особенности построения пылемера, связанные со спецификой объекта измерения.

Описано розроблений авторами проточний вимірювач концентрації вугільного пилу в пило-повітряній суміші, що транспортується по трубопроводу. Пиломір складається з ємнісного датчика, з'єднувального триаксіального кабелю довжиною кілька метрів і електронного блока. Розглянуто особливості побудови пиломіра, що пов'язані зі специфікою об'єкта вимірювання.

Значительная часть тепловых электростанций Украины работает на твердом топливе – угле, который в современных котлах используется в мелко размолотом состоянии и подается в топку в виде пыле-воздушной смеси (ПВС) [2]. От равномерности пылеподачи во времени и по горелкам зависит температура факела в топке, глубина выгорания топлива и, в конечном счете, коэффициент полезного действия энергоблоков электростанции, а также экологические показатели уходящих газов котлов. Для поддержания оптимальной концентрации угольной пыли в ПВС при изменяющихся внешних условиях (нагрузка блока, качество топлива, уровень пыли в бункере, расход воздуха на горелки котла и др.) разрабатываются специальные системы автоматического регулирования процесса горения в реальном времени с учетом различных факторов.

Ключевым элементом системы автоматического регулирования подачи угля является проточный измеритель концентрации угольной пыли в ПВС – пылемер [3].

Пылемер может быть построен на основе различных принципов – оптического, радиоактивного, весового и др. Наиболее удобными, простыми и безопасными в обращении следует признать емкостные (импедансные) концентратомеры угольной пыли. Действие их основано на диэлькометрическом методе: диэлектрическая проницаемость (в общем случае – удельная комплексная электропроводность на переменном токе) смеси, заполняющей емкостный датчик, монотонно (в первом приближении – линейно) возрастает с увеличением концентрации угольной пыли в ПВС.

Датчик емкостного пылемера представляет собой два электрода, размещенные на поверхности диэлектрического отрезка трубы, врезанного в пылепровод. Конфигурация электродов может быть различной, основное требование – создать по возможности равномерное электрическое поле в поперечном сечении объема датчика (чтобы уменьшить влияние неравномерного распределения плотности пыли по сечению потока). Экспериментально исследовались несколько различных конструкций емкостного датчика:

— в виде набора прямоугольных пластин, расположенных по периметру трубы и соединенных одна с другой через одну (при этом нечетные пластины образуют один электрод, четные – другой); в виде двух полос, изогнутых по двухзаходной винтовой линии и расположенных одна напротив другой;

— в виде двух полуцилиндров, разделенных по образующим, параллельным оси датчика, и т.п. Эффективность той или иной конструкции, которая оценивается по величине начальной емкости пустого датчика и по величине приращения емкости после его заполнения угольной пылью, для перечисленных вариантов приблизительно одинакова. Для того, чтобы исключить или существенно уменьшить паразитные емкости датчика за счет силовых линий между внешними поверхностями электродов, пластины окружают с внешней стороны электростатическим экраном, который при использовании традиционной трехточечной схемы подключения датчика заземляют, а при использовании датчика с одним заземленным электродом – подключают к точке измерительной цепи с

защитным потенциалом. Внутренняя поверхность электродов отделяется от полупроводящей ПВС тонким слоем диэлектрика. При этом конструкция датчика должна обеспечивать защиту его внутренней поверхности от абразивного воздействия угольной пыли, загрязнения и образования нежелательных токопроводящих мостиков и перемычек.

Частота измерительного сигнала. В принципе для диэлькометрических измерений пригоден измерительный (тестовый) сигнал любой частоты звукового или ультразвукового диапазона, какие-либо особые требования к выбору частоты могут быть связаны с электрофизическими свойствами объекта измерения. Проведенные исследования показали, что в случае измерения концентрации взвешенной в воздухе угольной пыли, имеющей сложный физико-химический состав, наиболее адекватные результаты получаются при частотах измерительного сигнала около 1 МГц. Это значение рабочей частоты и выбрано в описываемом емкостном пылемере.

Измерительная цепь и схема подключения емкостного датчика. Измерительная цепь представляет собой полууравновешенный мост переменного тока, в котором емкость датчика сравнивается с емкостью образцового конденсатора. После установки на объект мост уравнивается вручную при пустом датчике. При заполнении пылевоздушной смесью мост выходит из равновесия, его выходной сигнал, приблизительно пропорциональный процентному содержанию угля в ПВС, усиливается, выпрямляется, фильтруется от переменной составляющей, усредняется для уменьшения влияния флюктуаций входной величины и передается на выход устройства.

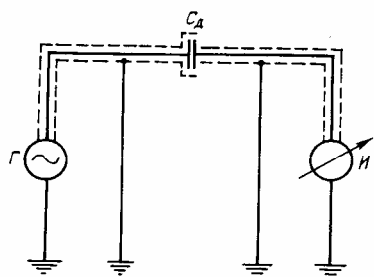


Рис.1

Имеется два выхода: стандартизованный токовый выход $0 \div 5$ мА для системы автоматического управления и контрольный выход по постоянному напряжению $0 \div 3$ В.

Традиционной, широко применяемой схемой включения емкостного датчика является так называемая трехзажимная (или трехточечная) потенциально-токовая схема (рис. 1), когда оба электрода конденсатора датчика C_d изолированы от земли, один из них подключен к генератору Г, второй – ко входу измерителя тока или индикатора И [1,4]. Оба подключающих провода, как и сам датчик, заключены в экран, соединенный с землей (рис. 2, а, где показан поперечный разрез датчика; 1 – труба из диэлектрика; 2, 3 – электроды емкостного датчика; 4 – наружные экраны электродов; 5 – экраны соединительных проводов; 6 – корпус датчика). В такой схеме легко устраняется влияние паразитных емкостей подводящих проводников, в качестве которых могут быть использованы отрезки коаксиального кабеля или обычного экранированного провода.

Однако попытка использования такой схемы в емкостном пылемере не дала удовлетворительных результатов. При увеличении концентрации угля γ в ПВС вначале происходило ожидаемое возрастание выходного сигнала $U_{\text{вых}}$ пылемера, но по достижении некоторой, достаточно высокой концентрации, рост $U_{\text{вых}}$ замедлялся, затем останавливался, а при дальнейшем ее увеличении входной сигнал начинал уменьшаться (рис. 3). Детальное исследование этого явления позволило прийти к следующим выводам. Электропроводящая среда между электродами емкостного датчика (принципиально не важен характер этой электропроводности – емкостная, активная или комплексная, а важно наличие диэлектрического покрытия электродов) выполняет двоякую роль. С одной стороны, она увеличивает результирующую электропроводность между пластинами датчика, в результате чего чем выше модуль удельной проводимости, тем больший ток протекает через цепь. С другой стороны, проводящая среда между электродами, имея вне датчика хороший контакт

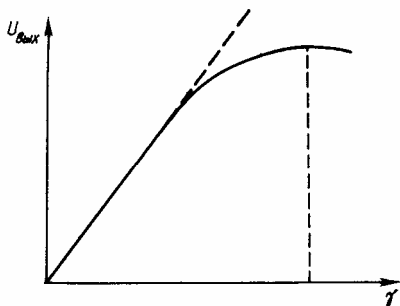


Рис. 3

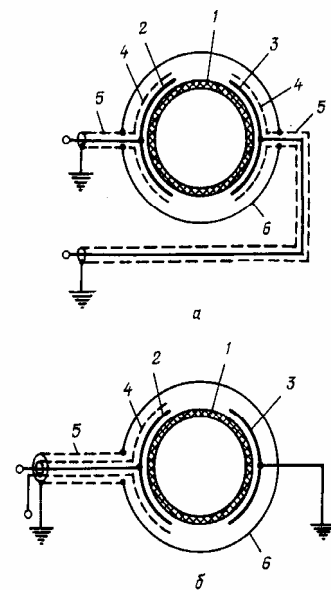


Рис. 2

этого явления позволило прийти к следующим выводам. Электропроводящая среда между электродами емкостного датчика (принципиально не важен характер этой электропроводности – емкостная, активная или комплексная, а важно наличие диэлектрического покрытия электродов) выполняет двоякую роль. С одной стороны, она увеличивает результирующую электропроводность между пластинами датчика, в результате чего чем выше модуль удельной проводимости, тем больший ток протекает через цепь. С другой стороны, проводящая среда между электродами, имея вне датчика хороший контакт

(гальванический или емкостный) с заземленными трубопроводами, играет роль электростатического экрана. При повышении электропроводности этого экрана все большая часть тока от высокопотенциального электрода уходит через экран на землю, благодаря чему ток на выходе датчика уменьшается. При больших удельных электропроводностях ПВС второй эффект начинает преобладать, и зависимость $U_{\text{вых}}$ от γ приобретает вид рис. 3 (производная функции уменьшается до нуля, а затем меняет знак на противоположный). Подробный анализ этого явления, в том числе, факторов, влияющих на положение точки экстремума функции, сделан применительно к датчикам емкостных уровней в [5].

Избежать подобной немонотонности и неоднозначности кривой $U_{\text{вых}}=f(\gamma)$ можно, если изменить конструкцию и схему включения емкостного датчика, соединив один из его электродов (3 – на рис. 2, б; обозначения элементов аналогичны рис. 2, а) с землей. Это влечет за собой необходимость изменения и измерительной цепи устройства. Второй электрод, высокопотенциальный или «горячий» (3 – на рис. 2, б) присоединяется к электронному блоку проводом, который для защиты от влияния паразитных емкостей должен быть заключен в два экрана – внутренний, эквипотенциальный, на который подается напряжение, равное и синфазное с напряжением на «горячем» электроде, и внешний, заземленный. Однако при этом возникает необходимость измерять ток в проводе, находящемся под высоким потенциалом. Исключить большие погрешности, связанные с утечками тока через паразитные емкости, удастся благодаря разработанному в ИЭД НАНУ принципу построения с использованием так называемого трансформатора с продольно экранированной обмоткой – ТПЭО [4,6,7].

На рис. 4 показана функциональная схема емкостного пылемера. Она включает стабилизированный по амплитуде генератор ГС синусоидального напряжения U_{Γ} частотой 1 МГц, трансформатор ТПЭО, операционный усилитель ОУ, выпрямитель В, масштабирующий усилитель МУ, усредняющее устройство (фильтр нижних частот первого порядка ФНЧ) со ступенчато регулируемой постоянной времени – для выбора необходимой степени усреднения сигнала, повторитель напряжения ПН, измерительный преобразователь напряжение-ток U/I , образцовые конденсаторы C_0 и C_{oc} , переменный компенсационный резистор R_k и два потенциометра R_{P1} и R_{P2} .

Питающее напряжение U_{Γ} с выхода генератора ГС подается на ТПЭО, представляющий собой ферритовый сердечник, на который нанесена обмотка из тонкого коаксиального кабеля. Экранирующая оболочка кабеля используется в данном случае как первичная обмотка, ее нижний (по схеме) конец заземлен. Вторичная обмотка (образованная внутренним проводником кабеля) включена между «горячим» электродом емкостного датчика C_d и точкой S суммирования токов мостовой цепи – инвертирующим входом операционного усилителя ОУ. Наводимые ЭДС в каждом витке первичной и вторичной обмоток ТПЭО полностью идентичны. Поскольку нижние концы обеих обмоток имеют одинаковый – нулевой потенциал, то и по всей длине обмотки, а также за ее пределами, внутренний и внешний проводники эквипотенциальны, благодаря чему отсутствуют утечки тока через паразитные емкости из цепи внутреннего соединительного провода. К точке S подключена также вторая ветвь моста – образцовый конденсатор C_0 , на который подано напряжение генератора через потенциометр R_{P1} «Установка нуля». Нетрудно видеть, что ток на выходе мостовой цепи, поступающий на вход ОУ с глубокой обратной связью (через конденсатор C_{oc}), равен разности токов датчика C_d и образцового конденсатора C_0 , в результате чего, если пренебречь погрешностью от статизма, выражение U_1 для напряжения на выходе ОУ будет следующим: $\dot{U}_1 = \dot{U}_{\Gamma} (C_d - kC_0) / C_{oc}$, где k – коэффициент передачи потенциометра R_{P1} (сопротивление R_{P1} выбрано пренебрежимо малым по сравнению с реактивным сопротивлением конденсатора C_0). Напряжение U_1 выпрямляется посредством выпрями-

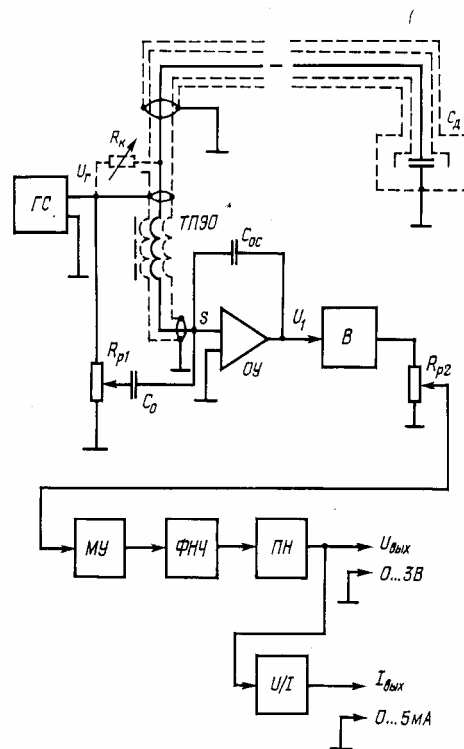


Рис. 4

теля В, затем через потенциометр R_{P2} «Крутизна», масштабирующий усилитель МУ, фильтр ФНЧ и повторитель напряжения ПН поступает на один из выходов устройства в виде напряжения $U_{\text{вых}}$. Кроме того, с помощью преобразователя U/I из напряжения $U_{\text{вых}}$ формируется нормированный выходной ток $I_{\text{вых}}$ с рабочим диапазоном изменений $0 \div 5$ мА.

Как видно из формулы, если установить значение k таким, чтобы $kC_0 = C_{\text{дп}}$, (где $C_{\text{дп}}$ – емкость пустого датчика), то мост будет уравновешен, и напряжение U_1 , а также выходное напряжение преобразователя $U_{\text{вых}}$ и его выходной ток $I_{\text{вых}}$ будут равны нулю. При появлении в датчике угольной пыли его емкость (в общем случае – комплексная проводимость) возрастает, и входной ток ОУ, напряжение $U_{\text{вых}}$ и ток $I_{\text{вых}}$ увеличиваются пропорционально концентрации угля в ПВС.

Соединительный кабель. Из изложенного видно, что емкостный датчик пылемера соединяется с электронным блоком кабелем с двойным экраном (в литературе применяется также термин «триаксиальный» кабель). Наиболее важным параметром при выборе соединительного кабеля является качество экранирования центрального проводника относительно внешнего экрана, которое характеризуется величиной т.н. электрической прозрачности внутренней экранирующей оплетки. В идеале эта прозрачность равна нулю, в реальных кабелях небольшой процент электрических силовых линий «просачивается» сквозь внутренний экран и обуславливает паразитную остаточную емкость. В описываемой схеме эта емкость включается параллельно рабочей емкости датчика и, если она стабильна по величине, то может быть скомпенсирована как составляющая начальной емкости датчика в процессе установки нуля (реально она составляет малые доли процента от начальной емкости датчика даже при длине кабеля в несколько метров).

Другим существенным моментом является влияние на работу пылемера распределенных параметров кабеля. По условиям работы длина соединительного кабеля может достигать 7–10 метров. На частоте 1 МГц длина волны в кабеле с учетом коэффициента укорочения $k_{\text{укор}} \approx 0,7$ составляет около 200 метров. При таком соотношении длин линии и волны уже заметно сказываются распределенные параметры кабеля. Проявляется это в данном случае в том, что в емкостном импедансе, подключенном к измерительному преобразователю через кабель, появляется квадратурная (активная) составляющая, которая особенно ощутима при пустом датчике, она не дает возможности уравновесить мост одной лишь регулировкой потенциометра R_{P1} . С целью компенсации влияния этой составляющей в измерительной цепи прибора предусмотрена еще одна регулируемая ветвь – резистор переменного сопротивления R_K . В процессе настройки перед началом работы поочередной регулировкой R_{P1} и R_K при пустом датчике мост уравновешивают полностью по первой гармонике рабочей частоты.

Описанный емкостный пылемер проверен в лабораторных условиях и показал хорошие результаты. В настоящее время изготовлена малая серия приборов (6 экземпляров), предназначенная для установки на агрегатах Трипольской ТЭС и опытной эксплуатации в составе автоматизированной системы пылеподдачи.

1. Гриневич Ф.Б., Новик А.И. Измерительные компенсационно-мостовые устройства с емкостными датчиками. – Киев : Наук. думка, 1987. – 112 с.
2. Кесова Л.А., Литовкин В.В., Булыгин А.А. Приоритетные направления инвестиций в «чистую» угольную энергетику Украины // Техн. электродинамика. Тем.вип. «Энергозбереження в Україні: законодавство, теорія, практика». – 2003. – С. 38–39.
3. Кесова Л.А., Черезов Н.Н. и др. Технология пылеподдачи с высокой концентрацией для котлов тепловых электростанций // Техн. электродинамика. Тем.вип. «Энергозбереження в Україні: законодавство, теорія, практика». – 2003. – С. 40–41.
4. Новик А.И., Колупаев Ю.П. и др. Особенности построения измерительных цепей для работы с емкостными датчиками // Техн. электродинамика. – 2005. – № 1. – С. 66–70.
5. Новик А.И. Особенности емкостного измерения уровня веществ с различной электропроводностью // Техн. электродинамика. – 2001. – № 4. – С. 66–72.
6. А.с. № 661366 СССР, МКИ G 01 R 17/12. Трансформаторный измерительный мост / А.И.Новик. // БИ. – 1979. – № 17.
7. А.с. № 1536188 СССР, МКИ G 01 B 7/00. Емкостный измеритель расстояния до заземленной поверхности / П.И.Борщев, А.И.Новик и др. // БИ. – 1990. – № 2.

Надійшла 03.02.09

ABSTRACTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

SHYDLOVSKA N.A., SAMOILENKO V.G., KRAVCHENKO O.P. (Kyiv) **Analytical method of nonlinear discharge circuits research**

An algorithm of an approximate solution formation of a nonlinear differential equation which describes processes in a nonlinear discharge circuit is proposed. Special features of the processes taking part in the circuit depending on what of the elements is nonlinear are analyzed.

ROZOV V.Yu., PELEVIN D.E., REUTSKY S.Yu. (Kharkiv) **Parameters optimization of the systems of stationary distortions compensation of a geomagnetic field in apartments**

A method of parameters optimization of the simplest single-component systems of biotrophic distortions compensation of a geomagnetic field by the criterion of maximum efficiency of compensation in working space of the operative personnel based on the Levenberg-Marquardt algorithm is proposed.

Conversion of electric energy parameters

OLESCHUK V., PRUDEAK R., SIZOV A. (Kishinev, Moldova), GRIVA G. (Turin, Italy) **Hybrid vehicle drive with synchronously modulated dual inverters**

Analysis of operation of propulsion electric drive system with asymmetrical six-phase induction motor, supplied by the battery and fuel cells, has been performed. Power conversion part of the drive includes two neutral-point-clamped inverters, controlled by algorithms of synchronised pulsewidth modulation (PWM), providing both continuous phase voltage synchronization and common-mode voltage cancellation in the system.

Electromechanical energy conversion

PODOLTSEV A.D., KOZYRSKY V.V., PETRENKO A.V. (Kyiv) **Analysis of dynamic processes in a single-phase electromagnetic linear generator of a reciprocal motion**

A simulink-model for analysis of dynamic processes and efficiency of power conversion in a single-phase electromagnetic linear generator of a reciprocal motion is elaborated. It is shown that for a sinusoidal voltage of a generator idling it is necessary to carry out a rotor oscillation with an amplitude equal to the half of a pole step. The terms of optimum co-ordination of a generator with a resistive load and use of capacity for reactive power compensation in a load circuit are considered.

Electric power systems and installations

KOSTEREV N.V., DENISJUK P.L., LITVINOV V.V. (Kyiv) **Determination of priority of methods of static stability increase of a load center with asynchronous motors in the conditions of multicriterion choice**

The task of choice of optimum from an engineering and economic points of view sequence of application of methods of a static stability increase of load centers with asynchronous motors depending on a postemergency state heaviness is solved. As the real methods of a static stability increase the following ones were examined: change of a turn ratio of a transformer, adjusting of excitation current of synchronous motors (jacks), adjusting of reactive power flows by means of a reactive power source which belongs to a load center (capacitors battery) and disconnection of irresponsible users. A number of high-quality requirements, presented in the form of such optimization criteria as reliability, high speed, economy and minimization of a risk of a technological process violation was presented for estimation of the methods efficiency. A vector of the best alternatives created by the principle of dominance is the result of an optimization task solution of a

multicriterion analysis. For determination of weighting factors of the criteria importance the method of paired comparisons (Saati method) was used.

BONDARENKO V.E., TCHERKASHINA V.V., BARBASHOV I.V., TCHEREMISIN N.M., LINNIK E.M. (Kharkiv) Analysis of the state and prospects of increase of electric power transmission increase by air-lines of alternating current in Ukraine

For estimation of electric energy transmission efficiency and value engineering the article proposes a modern approach of priority decisions acceptance at the stage of air-lines designing in the conditions of market relations.

DEMOV O.D., PALAMARCHUK O.P. (Vinnytsa) Adjustment of input reactive power of users taking into account economic stability

It is suggested to conduct computation of input reactive power taking into account economic stability of an optimum solution of reactive power compensation task. It permits to adjust input reactive power of some consumers only and to diminish expenses for implementation of this adjustment at new consumers connection.

Electrotechnological complexes and systems

VASETSKY YU.M., MAZURENKO I.L. (Kyiv) Geometrical parameters of electromagnetic systems for high-frequency induction heating of metallic tapes

For obtaining of estimations of geometrics of electromagnetic systems of high-frequency induction heating of metallic tapes methods of research are used. Inductors in the form of current contours of flat and spatial configurations are analyzed. The conducted computations confirmed correctness of the obtained geometrics of the inductors for provision of even emission of thermal energy along the tape width.

KARLOV A.N., KONDRATENKO I.P., RASCHEPKIN A.P. (Kyiv) The method of electrodynamic forces computation in cylindrical crystallizers under the action of the combined traveling fields

The method of electrodynamic forces computation in liquid metal under the action of the combined traveling fields depending on the embodiment and circuits of a scrambler windings connection was elaborated.

Information-measuring systems in power engineering

MAZMANYAN R.O. (Kyiv) Wavelength characteristics of the ordered samples of a random uncorrelated signal

The ordered samples of a random uncorrelated noise with a zero mean («white noise») are considered, the formulas of auto-, mutual and cross-spectral concentrations of power for the elements of sliding ordered data samples are obtained.

BORSHEV P.I., OBODOVSKY V.D. (Kyiv) Correction of procedure errors of parameters measurements of power equipment at commercial frequency

The procedure errors of electric values measurements at power equipment diagnostics conduction caused by both influence of external disturbances and spurious parameters of metering circuits are considered. Mathematical expressions for automatic computational updating of the indicated errors in the combined selective measuring devices of electric values at commercial frequency are based.

NOVIK A.I., LEVITSKY A.S., KESOVA L.A., TCHEREZOV N.N., LUKASHUK G.G. (Kyiv) A capacitive dust counter for coal boilers of thermoelectric power stations

Elaborated by the authors a running measuring device of coal dust concentration in dust-air mixture transported by a pipeline is described. The dust counter consists of a capacitive pick-up, a connecting triaxial cable of a few meters length and an electronic block. Special features of the dust counter constructions concerned with a specific character of the subject of measurement are considered.