



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

№ 3
2021

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

Кириленко О.В., головний редактор,
академік НАН України
Шидловський А.К., академік НАН України
Буткевич О.Ф., заступник головного редактора, професор
Волков І.В., член-кор. НАН України
Жаркін А.Ф., член-кор. НАН України
Кенсицький О.Г., д-р техн.наук
Кондратенко І.П., член-кор. НАН України
Кузнецов В.Г., член-кор. НАН України,
Липківський К.О., заступник головного редактора, професор
Мазуренко Л.І., професор
Мислович М.В., професор
Михальський В.М., член-кор. НАН України
Стогній Б.С., академік НАН України
Шаповал І.А., докт.техн.наук
Шидловська Н.А., член-кор. НАН України
Щерба А.А., член-кор. НАН України
Юрченко О.М., д-р техн.наук
Городжа Л.В., відповідальний секретар
канд.техн.наук

EDITORIAL BOARD*

Kyrylenko O.V., Editor-in-Chief,
Member of N.A.S.Ukraine
Shydlovskiy A.K., Member of NAS Ukraine
Butkevych O.F., Deputy Editor-in-Chief, Professor
Volkov I.V., Corresponding Member of NAS Ukraine
Zharkin A.F. , Corresponding Member of NAS Ukraine
Kensitskyi O.H. Dr.Sc. (Eng.)
Kondratenko I.P., Corresponding Member of NAS Ukraine
Kuznetsov V.H., Corresponding Member of NAS Ukraine
Lypkivskiy K.O., Deputy Editor-in-Chief,
Professor
Mazurenko L.I., Professor
Myslovych M.V. Professor
Mykhaskyi V.M. Corresponding Member of NAS Ukraine
Stohnii B.S., Member of NAS Ukraine
Shapoval I.A. Dr.Sc. (Eng.)
Shydlovska N.A., Corresponding Member of NAS Ukraine
Shcherba A.A., Corresponding Member of NAS Ukraine
Yurchenko O.M., Dr.Sc. (Eng.)
Gorodzha L.V., Executive Managing Editor,
Ph.D.

* Члени редакційної колегії працюють у Інституті електродинаміки НАН України, Київ
Editorial board members work in the Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv

INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

Kyrylenko O.V. Member of NAS Ukraine, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv
Shydlovskiy A.K. Member of NAS Ukraine, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv
Hubanski S. Professor, Chalmers University of Technology, Sweden
Zhuikov V.Ya. Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv
Zagirnyak M.V. Professor, The Kremenchuk M.Ostrogradskiy National University, Ukraine
Clare Jon C. Professor, The University of Nottingham, Great Britain
Kulyk M.M. Member of NAS Ukraine, Institute of General Energy of NAS Ukraine, Kyiv
Oleshchuk V. Professor, Institute of Power Engineering of AS Moldova, Kishinev
Pavlik M. Member of NAS Ukraine, Technical University of Lodz, Poland
Peresada S.M. Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv
Pivniak H.H. Member of NAS Ukraine, National Mining University, Dnipropetrovsk, Ukraine
Reztsov V.F. Corresponding Member of NAS Ukraine, Institute for Renawalable Energy of NAS Ukraine, Kyiv
Rozov V.Yu. Corresponding Member of NAS Ukraine, State Institution "Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS Ukraine, Kharkiv
Rossi K. Professor, The University of Bologna, Italy
Sokol Ye.I. Corresponding Member of NAS Ukraine, National Technical University "Kharkiv Polytechnical Institute", Ukraine, Kharkiv
Stakhiv P.H. Professor, National University "Lviv Polytechnica", Ukraine, Lviv
Schastliviyi H.H. Member of NAS Ukraine, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv
Harytonov S.O. Professor, Novosibirsk State Technical University, Russia

Журнал "Технічна електродинаміка" включено до Переліку наукових фахових видань України категорія «А», представлений у загальнодержавній реферативній базі даних "УКРАЇНІКА НАУКОВА" та у міжнародних наукометричних базах даних SCOPUS, COMPENDEX, EBSCO, PROQUEST, CROSSREF, INDEX COPERNICUS.

Адреса редакції:

03057, м. Київ, проспект Перемоги, 56, Інститут електродинаміки НАН України.

Тел. (044) 366 26 57. Email: ted@ied.org.ua <http://www.techned.org.ua>

ЗМІСТ

DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03>**Теоретична електротехніка та електрофізика**

SHCHERBA A.A., SUPRUNOVSKA N.I., SHCHERBA M.A., ROZISKULOV S.S.

Regulation of output dynamic characteristics of electric discharge installations with reservoir capacitors.....3

ГАЛЬЧЕНКО В.Я., ТРЕМБОВЕЦЬКА Р.В., ТИЧКОВ В.В. Синтез вихрострумівих перетворювачів з об'ємною структурою системи збудження, що реалізує однорідну чутливість в зоні контролю10

Електромеханічне перетворення енергії

KIREYEV V.G., AKININ K.P., FILOMENKO A.A. Features and principles of the development of brushless magnetolectric systems of the return-rotary motion19

BOLYUKH V.F., SHCHUKIN I.S. Influence of an excitation source on the power indicators of a linear pulse electromechanical converter of induction type28

Електроенергетичні системи та устаткування

ЖАРКІН А.Ф., НОВСЬКИЙ В.О., ПОПОВ В.А., ЯРМОЛЮК О.С. Підвищення ефективності керування режимами розподільних мереж за умов застосування розосереджених джерел генерації та засобів акумулювання електроенергії37

Електротехнологічні комплекси та системи

БОНДАР О.І., ГЛУХЕНЬКИЙ О.І., ГОРИСЛАВЕЦЬ Ю.М., ЗАПАДИНЧУК О.П. Чисельне моделювання теплового стану індукційної каналної печі44

БЕРЕКА В.О., БОЖКО І.В., КОНДРАТЕНКО І.П. Дослідження енергоефективності обробки імпульсним бар'єрним розрядом води в крапельно-плівковому стані50

CHERNO O.O., GERASIN O.S., TOPALOV A.M., STAKANOV D.K., HUROV A.P., VYZHOL YU.O. Simulation of mobile robot clamping magnets by circle-field method58

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

МИСЛОВИЧ М.В. Моделі форм представлення навчаючих сукупностей для багаторівневих систем діагностування вузлів електротехнічного обладнання65

МАЗМАНЯН Р.О. Впорядковані вибірки некорельованих даних як одноелементні багато-каналні конвертори74

Колонка редактора

ГОРОДЖА Л.В. Видавнича політика журналу «Технічна електродинаміка» – це дотримання принципів академічної доброчесності83

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

- SHCHERBA A.A., SUPRUNOVSKA N.I., SHCHERBA M.A., ROZISKULOV S.S.
Regulation of output dynamic characteristics of electric discharge installations with reservoir capacitors.....3
- HALCHENKO V.YA., TREMBOVETSKA R.V., TYCHKOV V.V. Synthesis of eddy current probes with volumetric structure of the excitation system, implementing homogeneous sensitivity in the testing zone..... 10

Electromechanical energy conversion

- KIREYEV V.G., AKININ K.P., FILOMENKO A.A. Features and principles of the development of brushless magnetoelectric systems of the return-rotary motion.....19
- BOLYUKH V.F., SHCHUKIN I.S. Influence of an excitation source on the power indicators of a linear pulse electromechanical converter of induction type28

Electric power systems and installations

- ZHARKIN A.F., NOVSKIY V.O., POPOV V.A., YARMOLIUK O.S. Improving the efficiency of distribution network control under the conditions of application of distributed sources generation of electrical energy and means of its accumulation.....37

Electrotechnological complexes and systems

- BONDAR O.I., GLUKHENKY O.I., GORYSLAVETS Yu.M., ZAPADYNCHUK O.P.
numerical modelling of induction channel furnace thermal state.....44
- BEREKA V.O., BOZHKO I.V., KONDRATENKO I.P. Research of energy efficiency of processing by pulse barrier discharge of water in a drop-film state50
- CHERNO O.O., GERASIN O.S., TOPALOV A.M., STAKANOV D.K., HUROV A.P.,
VYZHOL Yu.O. Simulation of mobile robot clamping magnets by circle-field method.....58

Information-measuring systems in power engineering

- MYSLOVYCH M.V. Models of forms of representation of learning sets for multilevel systems of diagnosis of electrical equipment assemblies.....65
- MAZMANIAN R.O. Noncorrelated data ordered samples as a single-element multichannel converter.....74

Editor column

- GORODZHA L.V. Publishing policy of the journal "technical electrodynamics" is the compliance with the principles of academic integrity83

Науковий редактор К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ
Редактор І.О.БРАГИНЕЦЬ

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 3 від 18.03.2021 р. Включено до Переліку наукових фахових видань України 24.05.2018, категорія «А».
Підписано до друку 22.04.2021 р. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 10,8.
Тираж 200 прим. Зам. 14. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

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

REGULATION OF OUTPUT DYNAMIC CHARACTERISTICS OF ELECTRIC DISCHARGE
INSTALLATIONS WITH RESERVOIR CAPACITORS

A.A. Shcherba^{1*}, N.I. Suprunovska^{1**}, M.A. Shcherba^{2***}, S.S. Roziskulov^{1****}

¹ Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine,

Pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: iednat1@gmail.com

² NTUU "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",

Pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

e-mail: m.shcherba@gmail.com

The paper reveals the dependences of the output dynamic characteristics of semiconductor electric discharge installations (EDIs) with reservoir capacitors on the features of the change in the value of their capacitance. In particular, it is substantiated that for any fixed discharge duration less than the duration of reaching the maximum discharge current, an increase in the capacitance of such storage devices causes an increase in the value of the final discharge current both at aperiodic and oscillatory discharges in the linear resistance of the technological load. The change in the value of the discharge current in the load in the case of forced interruption of this current at a certain moment of time is investigated. Based on the obtained regularities, the authors of the work proposed to use the capacitance of the EDI's capacitor, which is larger than capacitance required to implement the maximum value of the discharge current in the load. Using a capacitor with a larger capacity and a fully controlled semiconductor switch in the discharge circuit of the EDI, it is possible to obtain the required maximum current value at a shorter duration of the discharge process. Thus, it is possible to regulate the main dynamic parameters of pulse currents in the load – the rate of their rise and/or their duration by changing the value of the capacitance of the discharge capacitor EDI. This approach is expedient for increasing the productivity of EDIs, focused on the production of dispersed spark powders of metals and alloys. References 15, figures 3.

Key words: capacitor discharge, rate of current rise, transient process, capacitor capacity, discharge duration.

Introduction. Linear and nonlinear reservoir capacitors are usually used in electric discharge installations (EDIs) in order to implement the high pulse currents and powers in technological load. Such high currents and powers cannot be consumed from a power supply network, but they are necessary for realization of modern discharge-pulse technologies [1–4], in particular for treatment of various materials and obtaining spark eroded powders [5–9]. In this case, the spark load, which is included only in the discharge circuit of capacitors, has parametric, nonlinear and stochastic properties [10–12], so this load affects the final voltages of the capacitors [3, 4], as well as the nature of the transients in the discharge circle [10].

One of the main electro-dynamic problems in the improvement of pulse current generators for electric discharge installations is an increase in the rate of rise of currents in a technological load, since this causes an increase in the force effect of these currents on the load. Since the instantaneous active power released in the load is directly proportional to the values of its active resistance and the quadratic value of the discharge (pulse) current, an increase in the force effect on the technological load is actually achieved by the formation of high pulse currents of short durations in the load.

For example, in installations for volumetric electro-spark dispersion (VESD) of metals and alloys in a dielectric liquid, an increase in the rate of rise of discharge currents and a reduction in their duration makes it possible to decrease the size of dispersed particles obtained due to spark erosion [6, 7, 9, 13]. Therefore, this approach can be used as the basis for the method of producing spark eroded nanosized powders of metals and alloys, as well as electrochemically and biologically active colloidal systems.

The aim of this work is to determine the features and regularities of transient processes of the discharge of a reservoir capacitor of an electric discharge installation to its technological load in order to identify the possibilities for control of the rate of rise and/or duration of the discharge current in the load when changing the parameters of the discharge circuit and the conditions of the capacitor discharge.

© Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A., Roziskulov S.S., 2021

ORCID ID : * <http://orcid.org/0000-0002-0200-369X> ; ** <https://orcid.org/0000-0001-7499-9142> ;

*** <https://orcid.org/0000-0001-6616-4567> ; **** <https://orcid.org/0000-0001-9234-7324>

Change in the rate of rise of discharge currents in the electrical circuit of spark-erosive loads.

A layer of metal granules between electrodes immersed in a dielectric liquid is a technological load in EDIs for producing spark eroded particles. According to research, the electrical resistance R_{load} of all types of spark loads is non-linear. Its value depends on many factors: the value of the discharge current and the rate of its change, the duration and frequency of the discharge pulses, the physicochemical properties of the liquid and granules, the size of both the granules themselves and their layer, the design and technological parameters of the electric discharge chamber [5, 6, 8]. The nonlinear dependence of the spark load resistance on many parameters makes it difficult to use accurate analytical methods for analyzing transient processes in the discharge circuit of the installation; therefore, various methods of linearizing this resistance are usually used. The analysis in this work (as in most other works on this topic) was carried out under the assumption that the spark load has piecewise linear resistance. The value of this resistance is constant ($R_{load} = \text{const}$) during each discharge with duration $t_{discharge}$, but it can change stochastically during the pause between discharges (i.e. during the charge of the capacitor). Resistance R_{load} is an energetically equivalent linear resistance, in which the same electrical energy is consumed as when the capacitor is discharged to a real nonlinear spark load. This linear resistance R_{load} is determined by energy conditions

$$\int_0^{t_{discharge}} i^2(t)R(t)dt = \int_0^{t_{discharge}} i^2(t)R_{load}dt, \text{ which means: } R_{load} = \frac{\int_0^{t_{discharge}} i^2(t)R(t)dt}{\int_0^{t_{discharge}} i^2(t)dt}.$$

To increase the frequency of the charge-discharge cycles of the capacitor, and, consequently, the productivity of powder formation, most installations for VESD use the oscillatory mode of the capacitor discharge on a load with a some recharge (up to 30 % of charge voltage of capacitor) [14] to the voltage of To increase the frequency of the charging-discharge cycles of the capacitor, and, consequently, the productivity of powder formation, most OEID units use the oscillatory mode of the capacitor discharge to the load with a slight overcharge (up to 30% of the capacitor charging voltage) [14] to the voltage of the opposite polarity. The simplest electrical equivalent circuit of the EDI's discharge circuit with a linear active resistance of the load is a series RLC circuit switched by a semiconductor switch, in which R is the total active resistance of the load, connecting wires and a semiconductor switch, L is the inductance of the circuit, C is the capacitance of the capacitor to be discharged. It is known that the maximum value of the oscillatory discharge current I_{max} with a quality factor of such a circuit $Q > 2$ is directly proportional to the initial voltage on the capacitor during its discharge and the value of \sqrt{C} , and inversely proportional to the value of \sqrt{L} [15]. Therefore, in most EDIs, the inductance L is reduced to the lowest possible value. The amplitude of the current can be increased by increasing the charge voltage of the capacitor and its capacitance. However, an increase in the charging voltage of reservoir capacitors over 1000 V has serious technical limitations and significantly increases the risk of maintenance of EDIs. An increase in the capacitance C leads to undesirable increase in both the duration of the discharge pulse t_{DP} (since $t_{DP} \approx \pi\sqrt{LC}$) and the size of spark eroded powders obtained. Therefore, in this work, we studied the transients of the capacitor discharge to the load in the case of increase in the capacitance C and the forced limitation of the pulse current duration t_{DP} using a fully controlled semiconductor switch (IGBT transistor), which breaks the discharge circuit at the required time.

The circuit diagram of the discharge circuit of the installation for VESD using IGBT transistor as a fully controlled switch is shown in Fig. 1. To reduce the inductance of the discharge circuit of this installation, the connection to the load is structurally made with a coaxial power cable. The inductance of the cable has a distributed nature. In the circuit diagram, this distributed inductance is represented by two lumped chokes with inductances L_1 and L_2 . Pre-charged reservoir capacitor C discharges through the C -IGBT-

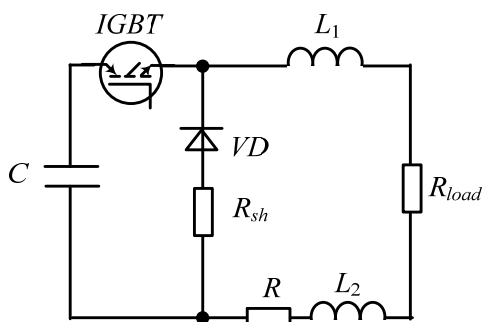


Fig. 1

L_1 - R_{load} - L_2 - R - C circuit. The R_{sh} - VD shunt circuit is turned on after switching off the IGBT and bypasses the part of the circuit with inductors in order to dissipate the energy stored in these inductors. Circuit designations: R – active resistance of the discharge circuit (including coaxial cable and IGBT), R_{load} – linearized resistance of technological load, C – reservoir capacitor capacity, L_1 and L_2 – coaxial cable inductances, IGBT – fully

controlled semiconductor switch (IGBT transistor), R_{sh} – shunt resistance, VD – diode.

Analysis of the average rate of rise of the discharge current with a fixed duration, which is less than the duration of reaching its maximum value. In most cases, the operating modes of the capacitor discharge to the load in such installations are oscillatory modes.

Analysis of the oscillatory discharge of a capacitor. In the general case, the current of the oscillatory discharge of a capacitor in an RLC circuit can be calculated by the formula [15].

$$i(t) = U_{0C} e^{-\omega_{01} t/2Q} \sin(\omega_0 B t) / L \omega_0 B, \quad (1)$$

where U_{0C} is the initial voltage of the capacitor during its discharge, $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$ and $Q = \sqrt{L}/(\sqrt{C} \cdot R)$ is the respectively, the frequency of natural oscillations and the quality factor of the discharge circuit, $B = \sqrt{1 - 1/4Q^2}$. It should be noted that for the circuit in Fig. 1 inductance $L = L_1 + L_2$, and resistance $R = R_{load} + R$.

When the quality factor $Q > 2$ (it is assumed that $B \approx 1$ and $e^{-\omega_0 t/2Q} \approx 1$) formula (1) is simplified:

$$i(t) = U_{0C} \sin(\omega_0 t) / L \omega_0. \quad (2)$$

For most spark installations, the minimum value of the discharge circuit inductance is $L \approx 1 \mu\text{H}$. By connecting the load with a coaxial cable (instead of wires), we were able to further reduce the inductance of the discharge circuit. The inductance of the discharge circuit of the experimental spark installation, on which we studied transient processes, was reduced to $0.7 \mu\text{H}$. Therefore, the determination of the regularities of the change in the discharge currents while limiting their duration and increasing the capacity of the discharged capacitor was carried out under the assumption that $L = 0.7 \mu\text{H} = \text{const}$.

The maximum value of the discharge current I_{max} can be written in accordance with (2) as follows:

$$I_{max} = A / \omega_0, \quad (3)$$

where $A = U_{0C} / L$ is the constant coefficient, and $\sin(\omega_0 t_{max}) = 1$ (t_{max} is the time point corresponding to the maximum value of the discharge current).

For any fixed time $t_{fix} < t_{max}$, during which the discharge current reaches the value $I_{fix} < I_{max}$, can be written using (2):

$$A \cdot \sin(\omega_0 t_{fix}) / \omega_0 = A / N, \quad (4)$$

where N is the constant coefficient (which has the dimension of the angular frequency) for which the inequality $N > \omega_0$ is satisfied.

Let us differentiate function (2) with respect to the parameter ω_0 . Since the function $i(\omega_0)$ is continuous and differentiable in the entire domain of definition, we obtain

$$di(\omega_0) / d\omega_0 = A [\omega_0 t \cdot \cos(\omega_0 t) - \sin(\omega_0 t)] / \omega_0^2. \quad (5)$$

According to the definition, the coefficient $A > 0$ and $\omega_0^2 > 0$, then the sign of the derivative $di(\omega_0) / d\omega_0$ is determined by the factor in square brackets of expression (5), which we denote by the function $f(\omega_0)$:

$$f(\omega_0) = [\omega_0 t \cdot \cos(\omega_0 t) - \sin(\omega_0 t)], \quad \omega_0 \in (0; N). \quad (6)$$

For $\omega_0 = 0$ (the lower boundary of the definitional domain), the function $f(\omega_0) = 0$. To determine the sign of the function $f(\omega_0)$ on the rest of the definitional domain $0 < \omega_0 < N$ and for $\forall t > 0$, the derivative of this function was studied:

$$df(\omega_0) / d\omega_0 = -\omega_0 t^2 \cdot \sin(\omega_0 t). \quad (7)$$

For the first period of the oscillatory discharge of the capacitor, when $\sin(\omega_0 t) > 0$, we can say that $f'(\omega_0) < 0$ for $0 < \omega_0 < N$ and $\forall t > 0$.

Thus, the function $f(\omega_0) < 0 < 0$ over the whole definitional domain, and, consequently, also the derivative $di(\omega_0) / d\omega_0 < 0$ for $\forall t > 0$, $\omega_0 \in (0, N)$. Therefore, the function $i(\omega_0)$ for any current time t_k decreases with increasing ω_{01} , and, accordingly, it increases with increasing capacitance C , since the value of ω_{01} is inversely proportional to \sqrt{C} .

So, it can be concluded that, in the case of oscillatory discharge modes of a capacitor, an increase in its capacitance leads to an increase in the discharge current at any time moment $t_{fix} < t_{max}$.

Analysis of the aperiodic discharge of a capacitor. In the general case, the capacitor aperiodic discharge current is determined by the function [15]

$$i(t) = Ae^{-\alpha t} \left(e^{\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} t} - e^{-\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} t} \right) / 2\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}, \quad (8)$$

where $\alpha = (R_{load} + R) / 2(L_1 + L_2)$.

Let us differentiate this function with respect to the parameter ω_0 . Since the function $i(\omega_0)$ is continuous and differentiable in the entire domain of definition, then it can be written

$$di(\omega_0)/d\omega_0 = A\omega_0 e^{-\alpha t} \left[\text{sh} \left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \right) - t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \cdot \text{ch} \left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \right) \right] / (\alpha^2 - \omega_0^2). \quad (9)$$

Since the factors A and $e^{-\alpha t}$ are positive and we consider an aperiodic process, in which $\alpha^2 - \omega_0^2 > 0$ (i.e. $\omega_0 \in (0, \alpha)$), the sign of the derivative $di(\omega_0)/d\omega_0$ is determined by the coefficient in square brackets of expression (9), which we denote as a function of $F(\omega_0)$:

$$F(\omega_0) = \left[\text{sh} \left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \right) - t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \cdot \text{ch} \left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \right) \right], \quad \omega_0 \in (0, \alpha). \quad (10)$$

For $\omega_0 = \alpha$ (the upper boundary of the domain of definition) the function $F(\omega_0 = \alpha) = 0$. To determine the sign of the function $F(\omega_0)$ for $0 < \omega_0 < \alpha$ and $\forall t > 0$, its derivative was studied:

$$F'(\omega_0) = \omega_0 \cdot t^2 \cdot \text{sh} \left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \right). \quad (11)$$

From the fact that $t > 0$ and $\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} > 0$, it follows that $\text{sh} \left(t\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2} \right) > 0$. Then knowing that $\omega_0 > 0$, we can say that $F'(\omega_0) > 0$ for $0 < \omega_0 < \alpha$ and $\forall t > 0$.

Thus, the function $F(\omega_0) < 0$ over the whole definitional domain, and, therefore, the derivative $di(\omega_0)/d\omega_0 < 0$ for $\forall t > 0$, $\omega_0 \in (0, \alpha)$. Therefore, the function $i(\omega_0)$ for any current time t_k decreases with increasing ω_0 , and, accordingly, increases with increasing capacitance C , due to the fact that the value of ω_0 is inversely proportional to the value \sqrt{C} .

So we can conclude that in aperiodic capacitor discharge modes (as in oscillatory discharges), an increase in the capacitor's capacitance leads to an increase in the discharge current at any time $t_{fix} < t_{max}$.

Determination of the possibilities of regulating the rate of rise of the discharge current in the load when changing the capacity of the reservoir capacitor and the selected duration of this current.

The transients of the capacitor discharge to the load were studied on the mathematical model of the discharge circuit of the installation for VESD (Fig. 1), implemented in the Mathlab Simulink software package. The circuit parameters in the simulation were selected corresponding to the parameters of the experimental installation: $R_{load} = 0.2 \Omega$, $L_1 = L_2 = 0.5 \mu\text{H}$, $R = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{sh} = 0.2 \Omega$. The capacitance of the capacitor C varied in a wide range from 6 to 300 μF at the initial voltage of the capacitor $U_{0C} = 300 \text{ V}$. At $C = 6 \mu\text{F}$ or $C = 30 \mu\text{F}$, the capacitor discharge has an oscillatory nature, and at $C = 300 \mu\text{F}$, it is aperiodic (in the absence of a forced break of the discharge circuit by the IGBT transistor).

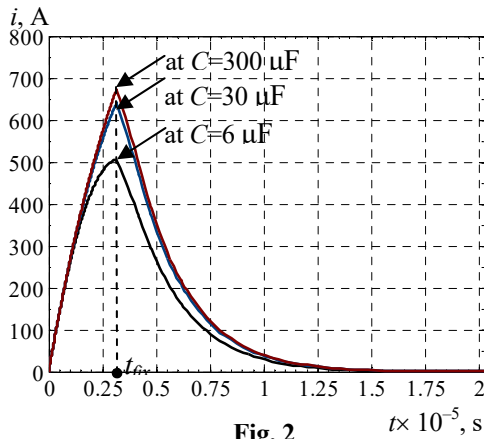


Fig. 2

discharge circuit.

Fig. 2 shows the curves that reflect the change in discharge current in the load for three values of capacitor capacity: $C = 6; 30; 300 \mu\text{F}$ and when this current is interrupted at $t_{fix} = 3.15 \mu\text{s}$ (whereas $t_{max \text{ at } C_{min}} = 3.32 \mu\text{s}$).

Mathematical analysis of the functions that describe the discharge currents of the oscillatory and aperiodic discharge of the capacitor with increasing capacity, as well as analysis of the simulation results presented in Fig. 2, shows that with increasing capacitance C , the current I_{fix} increases regardless of the nature of the discharge. It should be noted that with a multiple increase in capacity C , the increase in I_{fix} becomes less and less significant.

At a certain point in time $t_{fix} < t_{max \text{ at } C_{min}}$ (where $t_{max \text{ at } C_{min}}$ is the time during which the current corresponding to the smallest of the considered values of the capacitance C reaches its maximum value), the fully controlled switch (IGBT) will begin to break the

Thus, with an increase in the capacitance C from 6 to 30 μF (5 times), the I_{fix} value increases by 27%, and with a further increase in C from 30 to 300 μF (10 times), I_{fix} increases by only 6%.

Analysis of expression (8) shows that if the capacitance C exceeds some boundary value C_b ($C > C_b$), at which $\alpha^2 \gg \omega_0^2$, then expression (8) can be transformed to the form

$$i(t) \approx U_{0C} \left(1 - e^{-(R_{load} + R)t / (L_1 + L_2)} \right) / (R_{load} + R). \quad (12)$$

As can be seen from this expression, the current $i(t)$ does not depend on the value of the capacitance C . That is, when the capacitance increases above the value of C_b , the discharge current curve asymptotically approaches the curve described by expression (12). Therefore, an excessive increase in the capacitance C of the capacitor does not significantly change the I_{fix} value and the rate of current rise I_{fix} / t_{fix} .

Fig. 2 shows that the discharge duration in the load is approximately 15 μs for all considered values of C . Our studies have shown that if you use a thyristor (that is, a semi-controlled switch) instead of an IGBT in the discharge circuit, then the discharge duration prolongs significantly with increasing C . For example, at $C = 300 \mu\text{F}$, the discharge duration is 375 μs , that is, it increases 25 times, which inadmissibly reduces the frequency of discharge cycles.

The oscillogram of the current in the load, taken on a laboratory setup (with a discharge circuit as in Fig. 1), in which the above-described method of increasing the rate of current rise was implemented, is shown in Fig. 3, *a*. The oscillogram was obtained using a current sensor with a conversion factor 1:100 (V / A) and the HAMEG-HM-1507 oscilloscope. The division values on the oscillogram: for voltage (current) – 200 mV/division (20 A/division), and for time – 2 μs /division.

The parameters of the discharge circuit of this installation: $C = 300 \mu\text{F}$, $R_{load} = 1 \Omega$, $L_1 = L_2 = 0.7 \mu\text{H}$, $R = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{sh} = 3 \text{ m}\Omega$. The initial voltage on the capacitor was $U_{0C} = 130 \text{ V}$. The IGBT module SKM300GB12T4 was used. Fig. 3, *b* shows the result of simulation of the discharge current in the load of such an installation. Comparative analysis of the curves in Fig. 3, *a* and *b* shows sufficient accuracy of their coincidence (error does not exceed 7%).

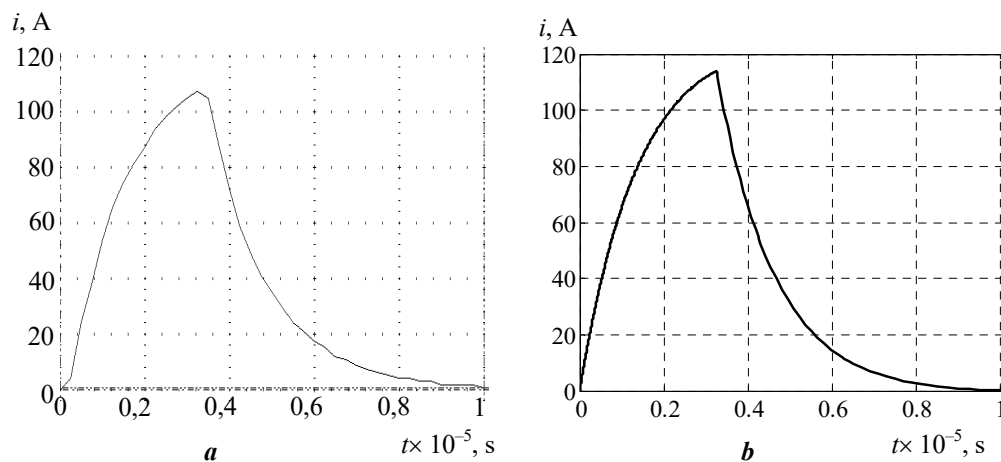


Fig. 3

Previously, the aperiodic discharge mode was unacceptable for installation for VESD of metal because of unacceptably long duration of the discharge pulse in the load, which resulted in the impossibility of realizing high frequencies of the charge-discharge cycles of the capacitor forming discharge pulses (and, consequently, low powder formation performance). When using the proposed method, the aperiodic discharge mode becomes desirable. This is due to the fact that the real resistance of the spark load is not constant during the discharge of the capacitor. It changes according to the law of the U-shaped function (when the current increases to the maximum value, the load resistance decreases to the minimum value, and then when the discharge current decreases, the resistance increases again) [11]. In installations for VESD of metals, a decrease in the load resistance (with an increase in the discharge current) is an additional factor influencing an even greater increase in this current, including its value $I_{fix}(t_{fix})$. In addition, a characteristic increase in the value of the load resistance at the end of the discharge pulse will help to reduce the dynamic losses in the semiconductor switch, since at the same value of the discharge current, the voltage drop across the real load resistance will increase, and, therefore, more power will be dissipated in this resistance in comparison with power dissipated in equivalent linear resistance R_{load} .

To implement the algorithm of the control system of such EDIs, it is necessary to take into account that due to a change in the resistance of the spark-erosion load from one discharge to another discharge, the current will increase to different values by the time t_{fix} . Thus, the current value and the rate of its rise will vary within a certain range. In this case, with an increase in the capacitance of the capacitor, it is necessary to take into account the possibility that with a significant decrease in the load resistance, the current value may exceed the technologically permissible value. Therefore, in addition to t_{fix} , the maximum permissible value of the current I_{perm} is also set, upon reaching which the discharge process must be forcibly interrupted.

When implementing such a way for generating discharge pulses with an increased rate of current rise, an increase in the capacitance of the ERU capacitor leads not only to an increase in the discharge current and the rate of its rise, but also to an increase in the average pulse power released in the load.

Conclusions. The regularities of the change of the output currents of semiconductor electric discharge installations with a storage capacitor depending on the capacitance of this capacitor and the conditions of limiting the duration of currents are investigated. It is analytically proved that for an arbitrary mode (oscillatory or aperiodic) of the capacitor discharge, an increase in its capacitance at constant other parameters of the discharge circuit leads to an increase in the output current at any fixed time t_{fix} , less than the time t_{max} , which corresponds to the maximum value of this current.

We propose to regulate the main output dynamic characteristics of electric discharge installations with storage capacitors (in particular, to increase the rate of rise and/or reduce the duration of their discharge-pulse currents in the load) by increasing the capacity of the discharge capacitor in comparison with the capacity sufficient to implement the required technological mode, and forced interruption of the current in the load when it reaches the required maximum value).

This approach is expedient for increasing the productivity of EDIs, focused on the production of dispersed spark powders of metals and alloys.

The work was performed at the expense of scientific work "Creation of scientific and technical bases of intellectualization of technological processes and means of measurement, control, monitoring and diagnostics in electric power and electro-technical systems (code: INTEHEN)" within the target program of scientific researches "Fundamental Research on Energy Transformation and Utilization Processes" under the Budget Program "Supporting the Development of Priority Areas of Research" (code of programmatic classification of expenditures 6541230).

1. Vovchenko A.I., Tertilov R.V. Synthesis of nonlinear parametric capacitive energy sources for a discharge pulse technologies. *Zbirnyk naukovykh prats Natsionalnoho universytetu korablebuduvania*. 2010. No 4. Pp. 118–124. (Rus)
2. Kravchenko V.I., Petkov A.A.. Parametrical synthesis of high-voltage pulse test devices with capacitive energy storage. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2007. No 6. Pp. 70–75.
3. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric Energy Loss at Energy Exchange Between Capacitors as Function of Their Initial Voltages and Capacitances Ratio. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 3. Pp. 9–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/teched2016.03.009>
4. Beletsky O.A., Suprunovska N.I., Shcherba A.A. Dependences of power characteristics of circuit at charge of supercapacitors on their initial and final voltages. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 3–10. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/teched2016.01.003>
5. Liu Y., Li X., Li Y., Zhao Zh., Bai F. The lattice distortion of nickel particles generated by spark discharge in hydrocarbon dielectric mediums. *Applied Physics A*. 2016. Vol. 122. Pp. 174-1 – 174-9. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00339-016-9698-2>.
6. Casanueva R., Azcondo F.J., Branas C., Bracho S. Analysis, design and experimental results of a high frequency power supply for spark erosion. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2005. Vol. 20. Pp. 361–369. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.842992>
7. Nguyen, P.K., Sungho J., Berkowitz A.E. MnBi particles with high energy density made by spark erosion. *J. Appl. Phys.* 2014. Vol. 115. Iss. 17. Pp. 17A756-1. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4868330>.
8. Kornev Ia., Saprykin F., Lobanova G., Ushakov V., Preis S. Spark erosion in a metal spheres bed: Experimental study of the discharge stability and energy efficiency. *Journal of Electrostatics*. 2018. Vol. 96. Pp. 111–118. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.elstat.2018.10.008>.
9. Nguyen P.K., Lee K.H., Kim S.I., Ahn K.A., Chen L.H., Lee S.M., Chen R.K., Jin S., Berkowitz A.E. Spark Erosion: a High Production Rate Method for Producing Bi_{0.5}Sb_{1.5}Te₃ Nanoparticles With Enhanced Thermoelectric Performance. *Nanotechnology*. 2012. Vol. 23. Pp. 415604-1 – 415604-7.
10. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkassky O.P. The analysis of electromagnetic processes in output circuit of the generator of discharge pulses with non-linear model of plasma-erosive load at change their parameters in wide ranges. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 87–95. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/teched2016.01.087>
11. Suprunovska N.I., Ivashchenko D.S. Multilevel model of interdependent transients in circuits of electro-discharge installations with stochastic load. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 5. Pp. 5–13. (Rus)

12. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkassky O.P. Model of an output circuit of the discharge pulses generator with a plasma-erosive load adequate in wide range of changes of their parameters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 6. Pp. 69–77. (Rus)

13. Zakharchenko S.N., Kondratenko I.P., Perekos A.E., Zalutsky, V.P., Kozyrsky V.V., Lopatko K.G. Influence of discharge pulses duration in a layer of iron granules on the size and structurally-phase conditions of its electroerosion particles. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2012. Vol. 6. No 5 (60). Pp. 66–72. (Rus)

14. Ivashchenko D.S., Suprunovska N.I. Transients in circuits with stochastic load, which characterized by continuous random variable. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 4. Pp. 17–19. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.04.017>

15. Demirchyan K.S., Nejman L.R., Korovkin N.V., Chechurin V.L. Electrical engineering theory. Vol. 2. Saint-Petersburg: Piter, 2003. 576 p. (Rus)

РЕГУЛЮВАННЯ ВИХІДНИХ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЕЛЕКТРОРОЗРЯДНИХ УСТАНОВОК З НАКОПИЧУВАЛЬНИМИ КОНДЕНСАТОРАМИ

А.А. Щерба¹, чл.-кор. НАН України, Н.І. Супруновська¹, докт. техн. наук, М.А. Щерба², докт. техн. наук, С.С. Розіскулов¹

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: jednat1@gmail.com

² НТУ України "КПІ ім. Ігоря Сікорського",
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,
e-mail: m.shcherba@gmail.com

Виявлено залежності вихідних динамічних характеристик напівпровідникових електророзрядних установок (ЕРУ) з накопичувальними конденсаторами від особливостей змінення величини їхньої ємності. Зокрема обґрунтовано, що за фіксованій тривалості розряду, меншій від тривалості досягнення максимального розрядного струму, збільшення ємності таких накопичувачів викликає збільшення величини кінцевого розрядного струму як у разі формування аперіодичних, так і коливальних розрядів у лінійному опорі технологічного навантаження. Ємність розрядних конденсаторів у таких дослідженнях змінювалася в широких межах. Досліджено змінення величини розрядного струму в навантаженні за його примусового переривання в певний момент часу. Базуючись на отриманих закономірностях, авторами запропоновано використовувати ємність конденсатора ЕРУ більшу, ніж потрібно задля реалізації у навантаженні максимального значення розрядного струму. Використовуючи в розрядному контурі ЕРУ конденсатор більшої ємності та повністю керований напівпровідниковий ключ, можна отримати необхідне максимальне значення струму за меншій тривалості розрядного процесу. Таким чином, зміненням величини ємності розрядного конденсатора ЕРУ можна регулювати основні динамічні параметри імпульсних струмів у навантаженні – швидкість їхнього наростання та/або їхню тривалість. Такий підхід є доцільним задля підвищення продуктивності ЕРУ, орієнтованих на виробництво дисперсних іскроерозійних порошків металів і сплавів. Бібл. 15, рис. 3.

Ключові слова: розряд конденсатора, швидкість наростання струму, перехідний процес, ємність конденсатора, тривалість розряду.

Надійшла 11.12.2020
Остаточний варіант 01.02.2021

СИНТЕЗ ВИХРОСТРУМОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ З ОБ'ЄМНОЮ СТРУКТУРОЮ СИСТЕМИ ЗБУДЖЕННЯ, ЩО РЕАЛІЗУЄ ОДНОРІДНУ ЧУТЛИВІСТЬ В ЗОНІ КОНТРОЛЮ

В.Я. Гальченко^{*}, докт.техн.наук, Р.В. Трембовецька^{**}, канд.техн.наук,

В.В. Тичков^{***}, канд.техн.наук

Черкаський державний технологічний університет,

бул. Шевченка, 460, Черкаси, 18006, Україна.

E-mail: v.tychkov@chdtu.edu.ua

Запропоновано метод нелінійного сурогатного синтезу накладних вихрострумів перетворювачів з об'ємною структурою системи збудження, що забезпечує апіорі заданий однорідний розподіл густини вихрових струмів в зоні контролю об'єкта, де розташовано вимірювальну котушку. Реалізація поставленої задачі досягнута із застосуванням сучасних метаевристичних стохастичних алгоритмів пошуку глобального екстремуму. Задля ефективного використання таких алгоритмів попередньо створено метамодель вихрострумів перетворювача із врахуванням ефекту швидкості, які побудовано за допомогою продуктивної апроксимаційної техніки на основі штучних радіально-базисних нейронних мереж із гаусовою функцією активації. Досягнуто прийнятну точність метамодель шляхом одночасного застосування технологій декомпозиції області пошуку та множинних нейронних мереж, що побудовані на техніках асоціативних машин із груповими методами отримання рішення. Під час створення метамодель використано багатовимірний комп'ютерний план експерименту з високою гомогенністю на основі безпараметричної адитивної R_d -послідовності Кронекера. Проведено чисельні експерименти щодо визначення розподілу густини вихрових струмів, утвореного синтезованими структурами збудження. Показано переваги використання системи збудження об'ємної структури у порівнянні із класичними та планарними в сенсі збільшення ширини зони контролю, яка характеризується однорідною чутливістю. Наведено приклади практичної реалізації системи збудження накладного вихрострумів перетворювача з об'ємною її структурою. Бібл. 13, рис. 8, табл. 1.

Ключові слова: вихрострумівий перетворювач, густина вихрового струму, ефект швидкості, система збудження, однорідна чутливість, сурогатна оптимізація, RBF-метамодель, безпараметрична адитивна R_d -послідовність, стохастичний алгоритм пошуку глобального екстремуму.

Вступ. Дефектоскопічний контроль в промисловості значної частки металевих матеріалів та виробів, в тому числі з автоматичним скануванням, здійснюється з використанням накладних вихрострумів перетворювачів (НВСП) класичних конструкцій. Сучасні вимоги до неруйнівних засобів контролю вимагають не тільки виявлення різноманітних дефектів, зокрема дефектів порушень суцільності та структури матеріалів й виробів, але також встановлення їхньої форми, допустимих розмірів, прийнятності структурних відхилень, що є значно складнішою проблемою. Перехід до дефектометрії, що є викликом сьогодення, передбачає значно більш жорсткі вимоги до характеристик ВСП.

Слід враховувати, що розв'язок так званих задач дефектометрії, тобто ідентифікації дефектів, має значні економічні наслідки. Ефективне виконання ідентифікації дефектів значно скорочує перебраковку як матеріалів на підготовчому етапі виробництва, так і вже готових виробів під час визначення їхньої придатності до експлуатації або в її процесі, що суттєво впливає на кінцеві матеріальні затрати виробництва.

Ідеальному НВСП властивий однорідний розподіл густини вихрових струмів (ГВС) в об'єкті контролю (ОК). Для класичних конструкцій НВСП притаманний нелінійний неоднорідний розподіл ГВС, що обумовлює неоднорідну чутливість таких перетворювачів до дефектів. Намагання реалізації близького до ідеального розподілу ГВС призвело до появи розмаїття конструкцій НВСП [1-5] з більш досконалими системами збудження (СЗ), досить детальний аналіз яких міститься в статті [6]. Загальним для всіх цих досліджень є розгляд нерухомих відносно ОК перетворювачів. Якщо швидкість переміщення НВСП v перевищує 30 м/с, то розподіл ГВС в ОК зміню-

ється внаслідок індукування додаткових вихрових струмів (ВС) та виникає необхідність врахування так званого ефекту швидкості, викликаного струмами перенесення. Перші спроби синтезу рухомих НВСП з однорідним розподілом ГВС в ОК, а відповідно однаковою чутливістю до дефектів, зроблено у роботі [7], де розглядалися перетворювачі з коаксіальними планарними СЗ. Отримані результати спонукають до подальшого вдосконалення СЗ НВСП, зокрема оцінки можливості використання об'ємних СЗ як більш перспективних задля створення однорідних НВСП.

Мета роботи – розробка методу нелінійного параметричного сурогатного синтезу рухомих НВСП з об'ємною структурою збудження, які забезпечують однорідний розподіл ГВС на поверхні в зоні контролю об'єкту з врахуванням ефекту швидкості, що реалізується стохастичним метаевристичним алгоритмом пошуку глобального оптимуму екстремальної задачі.

Постановка задачі оптимального синтезу. Задача оптимального синтезу НВСП, що має однорідну чутливість в зоні контролю, є нелінійною оберненою задачею (ОЗ) математичного моделювання,

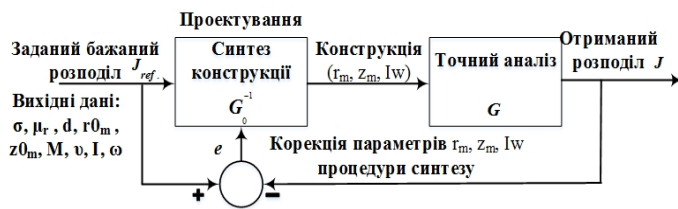


Рис. 1

основні етапи розв'язання якої показано на рис. 1. Вихідними даними для проектування є електрофізичні та геометричні характеристики об'єкту (електрична провідність σ , відносна магнітна проникність μ_r , товщина d ОК), певні параметри СЗ НВСП (радіуси $r0_m$ котушок збудження, висоти їхнього розташування $z0_m$ над ОК, кількість секційних котушок M , швидкість руху \vec{v} перетворювача відносно ОК, струм збудження I з круговою частотою ω), бажаний розподіл ГВС в зоні контролю, а результатом – варіант конструкції СЗ, який має в ідеалі оптимальні структуру та її технічні характеристики (r_m, z_m, Iw). Блок “Точний аналіз” на рис. 1 слід асоціювати з розв'язком прямої задачі визначення розподілу ГВС в ОК, геометричну модель якої показано на рис. 2.

Формулювання такої задачі проектування НВСП здійснюється в варіаційній (оптимізаційній) постановці, тобто шляхом мінімізації квадратичного функціонала у вигляді різниці між бажаними значеннями ГВС J_{ref} в контрольних точках зони ОК та відповідною ГВС J , створеною котушками СЗ НВСП в тих самих точках [8]. Гомогенна об'ємна СЗ являє собою сукупність послідовно з'єднаних секційних котушок з внутрішнім та зовнішнім радіусами r_1 і r_2 й прямокутним перетином, ширина та висота якого визначаються лінійними розмірами a, b . Котушки живляться змінним струмом I частотою ω з відповідним включенням зустрічним або узгодженим “по полю” та розташовані на висоті z_{mi} над ОК (рис. 2). Розв'язком задачі є параметри об'ємної СЗ, а саме середні радіуси котушок збудження (КЗ) r_{mi} , їхня середня висота z_{mi} розташування над ОК та значення магніторушійної сили Iw_i для кожної котушки, що забезпечують наперед заданий розподіл ГВС на поверхні в зоні контролю.

СЗ НВСП, отримані в результаті синтезу, в загальному випадку є об'ємні, але можуть включати до своєї структури коаксіальні секційні котушки, що розташовані на одній висоті над ОК, застосування яких за відповідної схеми включення дає змогу зменшити нерівномірність розподілу ГВС.

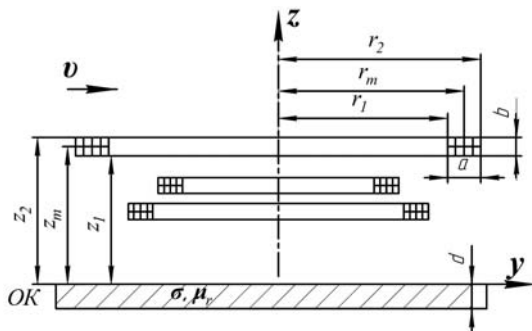


Рис. 2

Розв'язок прямої задачі електродинаміки.

Аналітичний розв'язок системи рівнянь Максвелла за умови неперервності тангенціальної складової напруженості магнітного поля та нормальної складової магнітної індукції на границях розділу середовищ дає розподіл комплексних компонент магнітної індукції B_{2x}, B_{2y}, B_{2z} в середовищі ОК із врахуванням швидкості руху НВСП [9]. Математична модель одинарної КЗ НВСП з нескінченно малим перетином отримана за наступних припущень: середовище ОК лінійне, однорідне, ізотропне; ОК рухомий зі сталою швидкістю $\vec{v} = (v_x, v_y, 0)$, струмопровідний з електрофізичними параметрами електричної провідності σ , відно-

сної магнітної проникності μ_r , нескінченної ширини і довжини та має кінцеву товщину d . Математичну модель для тонкого витка використано задля створення моделі КЗ із прямокутним поперечним перетином, отриманої додатковим інтегруванням по площі перетину за умови сталої густини струму в ньому. Тоді складові ГВС за просторовими координатами x , y відповідно визначаються за формулами

$$J_x = \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot \left[\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial y} \left[j \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot I \cdot w}{8 \cdot \pi^2 \cdot a \cdot b} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\xi^2 + \eta^2}{\eta \cdot \gamma \cdot (1 - e^{-2\gamma d})} \cdot \left[\left\{ -(1 + \lambda_0) \cdot e^{2\gamma d} + \nu_0 \cdot e^{(\gamma - \sqrt{\xi^2 + \eta^2})d} \right\} \cdot e^{\gamma \cdot z} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \left\{ 1 + \lambda_0 - \nu_0 \cdot e^{(\gamma - \sqrt{\xi^2 + \eta^2})d} \right\} \cdot e^{-\gamma \cdot z} \right] \cdot e^{-j(x\xi + y\eta)} \cdot I_s(r_m, a) \cdot I_E(z_m, b) d\xi d\eta \right] - \\ & \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot I \cdot w}{8 \cdot \pi^2 \cdot a \cdot b} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{(1 - e^{-2\gamma d})} \cdot \left[\left\{ -(1 + \lambda_0) \cdot e^{2\gamma d} + \nu_0 \cdot e^{(\gamma - \sqrt{\xi^2 + \eta^2})d} \right\} \cdot e^{\gamma \cdot z} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \left\{ 1 + \lambda_0 - \nu_0 \cdot e^{(\gamma - \sqrt{\xi^2 + \eta^2})d} \right\} \cdot e^{-\gamma \cdot z} \right] \cdot e^{-j(x\xi + y\eta)} \cdot I_s(r_m, a) \cdot I_E(z_m, b) d\xi d\eta, \right] \end{aligned} \right] \quad (1)$$

$$J_y = \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu_r} \cdot \left[\begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial z} \left[\frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot I \cdot w}{8 \cdot \pi^2 \cdot a \cdot b} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\xi}{\eta \cdot (1 - e^{-2\gamma d})} \cdot \left[\left\{ -(1 + \lambda_0) \cdot e^{2\gamma d} + \nu_0 \cdot e^{(\gamma - \sqrt{\xi^2 + \eta^2})d} \right\} \cdot e^{\gamma \cdot z} + \right. \right. \\ & \left. \left. + \left\{ 1 + \lambda_0 - \nu_0 \cdot e^{(\gamma - \sqrt{\xi^2 + \eta^2})d} \right\} \cdot e^{-\gamma \cdot z} \right] \cdot e^{-j(x\xi + y\eta)} \cdot I_s(r_m, a) \cdot I_E(z_m, b) d\xi d\eta \right] - \\ & \frac{\partial}{\partial x} \left[j \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot I \cdot w}{8 \cdot \pi^2 \cdot a \cdot b} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\xi^2 + \eta^2}{\eta \cdot \gamma \cdot (1 - e^{-2\gamma d})} \cdot \left[\left\{ -(1 + \lambda_0) \cdot e^{2\gamma d} + \nu_0 \cdot e^{(\gamma - \sqrt{\xi^2 + \eta^2})d} \right\} \cdot e^{\gamma \cdot z} - \right. \right. \\ & \left. \left. - \left\{ 1 + \lambda_0 - \nu_0 \cdot e^{(\gamma - \sqrt{\xi^2 + \eta^2})d} \right\} \cdot e^{-\gamma \cdot z} \right] \cdot e^{-j(x\xi + y\eta)} \cdot I_s(r_m, a) \cdot I_E(z_m, b) d\xi d\eta \right] \end{aligned} \right] \quad (2)$$

$$\text{де } \gamma = \sqrt{\xi^2 + \eta^2 - j \cdot \sigma \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot (v_x \cdot \xi + v_y \cdot \eta) + j \cdot \omega \cdot \sigma \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}; \lambda_0 = \frac{\{\gamma^2 - \mu_r^2 \cdot (\xi^2 + \eta^2)\} \cdot (1 - e^{-2\gamma d})}{(\gamma + \mu_r \cdot \sqrt{\xi^2 + \eta^2})^2 - (\gamma - \mu_r \cdot \sqrt{\xi^2 + \eta^2})^2} \cdot e^{-2\gamma d};$$

$$\nu_0 = \frac{4 \cdot \mu_r \cdot \gamma \cdot \sqrt{\xi^2 + \eta^2} \cdot e^{(\sqrt{\xi^2 + \eta^2} - \gamma)d}}{(\gamma + \mu_r \cdot \sqrt{\xi^2 + \eta^2})^2 - (\gamma - \mu_r \cdot \sqrt{\xi^2 + \eta^2})^2} \cdot e^{-2\gamma d}; I_s(r_m, a) = \int_{-a/2}^{a/2} -j \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot (r_m + p) \cdot \eta}{\sqrt{\xi^2 + \eta^2}} \cdot J_1((r_m + p) \cdot \sqrt{\xi^2 + \eta^2}) dp;$$

$$I_E(z_m, b) = \int_{z_m - b/2}^{z_m + b/2} e^{-q\sqrt{\xi^2 + \eta^2}} dq = \frac{e^{-z_m \sqrt{\xi^2 + \eta^2}}}{\sqrt{\xi^2 + \eta^2}} \cdot \left(e^{-\frac{b}{2}\sqrt{\xi^2 + \eta^2}} - e^{\frac{b}{2}\sqrt{\xi^2 + \eta^2}} \right); J_1 - \text{функція Беселя 1-го роду 1-го порядку}$$

від комплексного аргументу; $a = r_2 - r_1$; $b = z_2 - z_1$; $r_m = (r_1 + r_2)/2$; $z_m = (z_1 + z_2)/2$ – середнє значення радіусу та висоти розташування котушки відповідно; ξ , η , p , q – змінні інтегрування.

Частинні похідні в попередніх виразах легко взяти аналітично, але внаслідок громіздкості кінцеві результати в статті не наведено. Як показали результати досліджень [7], використання “точних” електродинамічних моделей (1, 2), що містять невласні кратні інтеграли 1-го роду та досить складні інтеграли зі спеціальними функціями Беселя в підінтегральних виразах, в задачі оптимального синтезу НВСП недоцільно, оскільки їхній обрахунок є вельми ресурсоємним по часу навіть без врахування чисельного розрахунку інтеграла $I_s(r_m, a)$. Тому має сенс застосування технології сурогатної оптимізації, яка добре зарекомендувала себе у разі розв’язку таких ресурсоємних задач [7, 8]. «Точні» математичні моделі використовуються в сурогатній оптимізації тільки для побудови моделі-замісника

(метамоделі) та вже на завершальному етапі проектування, а саме задля перевірки адекватності отриманої синтезованої СЗ НВСП, і не застосовуються на етапі пошуку екстремуму.

Побудова метамоделі. В досліджуваному випадку метамодель є функцією чотирьох аргументів – просторових координат x , y , радіусів КЗ та висот їхнього розташування над ОК. Загальна технологія побудови метамоделей із застосуванням штучного інтелекту, зокрема RBF-нейронних мереж (НМ), висвітлювалася авторами в роботах [7, 8] і була успішно реалізована на різноманітних прикладах як для двовимірного, так і багатовимірного факторного простору. Задля отримання необхідної точності метамоделі вже за трьох її аргументах доводиться застосувати різноманітні методи побудови НМ такі, як множинні НМ з усередненням по ансамблю, підсиленням (boosting) [8], адитивну НМ регресію та використовувати техніку розбиття факторного гіперпростору на множину простіших задач із різними вимогами до точності апроксимації з наступним об'єднанням окремих метамоделей в єдину безперервну [7]. Враховуючи нелінійність та нерегулярну поведінку гіперповерхні відгуку, задля створення метамоделі використано гібридний підхід, коли одночасно застосувалися технології декомпозиції області пошуку та НМ, побудовані на техніках асоціативних машин із груповими методами отримання рішення. Декомпозиція простору пошуку має сенс, оскільки, по-перше, для процедури адекватного навчання RBF-мереж із чотирма змінними необхідна велика кількість прикладів; по-друге, в діапазоні зміни радіуса існує великий розмах значень ГВС безпосередньо в області під котушкою та поза нею. Все це унеможливає використання глобальної RBF-нейромережі через велику похибку для отриманої таким чином метамоделі. Тому простір пошуку розбивається на декілька підобластей: по висоті розташування НВСП над ОК – I_z ($2 \leq z \leq 3$ мм), II_z ($3 < z \leq 4$ мм) та по радіусу котушки – I_r ($2 \leq r \leq 5$ мм), II_r ($5 < r \leq 7$ мм), III_r ($7 < r \leq 9$ мм), IV_r ($9 < r \leq 11$ мм), V_r ($11 < r \leq 13$ мм), VI_r ($13 < r \leq 15$ мм). Побудова метамоделей виконується в кожній окремій підобласті і кінцева сурогатна модель отримується за допомогою «зшивки» складових частин. З цих же причин кількість вузлових для апроксимації точок плану експерименту (ПЕ) задається для кожної підобласті факторного простору різною відповідно до поведінки гіперповерхні відгуку з метою максимально точного її відтворення.

Вихідні дані для побудови метамоделі: $x = -45 \dots 45$ мм; $y = 0 \dots 35$ мм, радіуси КЗ $r = 2 \dots 15$ мм, висоти їхнього розташування над ОК $z_m = 2 \dots 4$ мм. Також задаємося геометричними та електрофізичними параметрами ОК: $d = 10$ мм, $\sigma = 3,745 \cdot 10^7$ См/м, $\mu_r = 1$, швидкістю руху перетворювача відносно ОК $v = (40; 0; 0)$ м/с та частотою струму збудження $f = 5$ кГц.

Суттєве значення задля створення прийнятної за точністю метамоделі має ПЕ. Основним критерієм під час вибору комп'ютерного ПЕ серед множини наявних є можливість генерації точок, які рівномірно заповнюють простір пошуку, що збільшує ймовірність їхнього потраплення в області екстремумів чи перегинів гіперповерхні відгуку [10]. Під час створення багатовимірних планів виникають певні складнощі, з одного боку необхідно обмежитися мінімальною кількістю використовуваних точок спостереження, а з іншого кількість інформації, яку можна отримати за допомогою відібраних точок, повинна бути максимальною. Тому важливо забезпечити рівномірний розподіл точок в гіперпаралелепіпеді мінімальною їхньою кількістю. Серед одновимірних квазівипадкових розширюваних послідовностей, що характеризуються низькою узагальненою розбіжністю та зменшеною ймовірністю до локальної негомogeneousності, найкращою вважається ЛП₇-послідовність Соболя. Але з врахуванням переваг, які відзначено авторами в [11], в даному дослідженні застосовано багатовимірний ПЕ на основі квазівипадкової безпараметричної адитивної R₄-послідовності Кронекера з використанням ірраціональних чисел, які отримано на основі узагальненої послідовності Фібоначчі. Якість розподілу оцінюється за показниками центрованої та циклічної розбіжностей для N точок плану в чотиривимірному просторі. Реалізація R₄-послідовностей спочатку виконана в одиничному гіперкубі із кількістю точок $N=1250$ (табл.), що відповідно мають центровану розбіжність – $2.160538 \cdot 10^{-4}$ та циклічну розбіжність – 6.321335. Деякі проєкції розподілу точок проілюстровано на рис. 3. Далі виконано масштабування отриманих R₄-послідовностей на діапазон абсолютних величин змінних, що зазначені вище.

№ п/п	1	2	3	4	5	...	1248	1249	1250
x	0.357	0.213	0.07	0.927	0.783	...	0.63	0.487	0.344
y	0.234	0.968	0.702	0.436	0.169	...	0.397	0.131	0.865
r	0.129	0.757	0.386	0.015	0.644	...	0.126	0.755	0.383
z	0.039	0.577	0.116	0.654	0.193	...	0.669	0.208	0.747

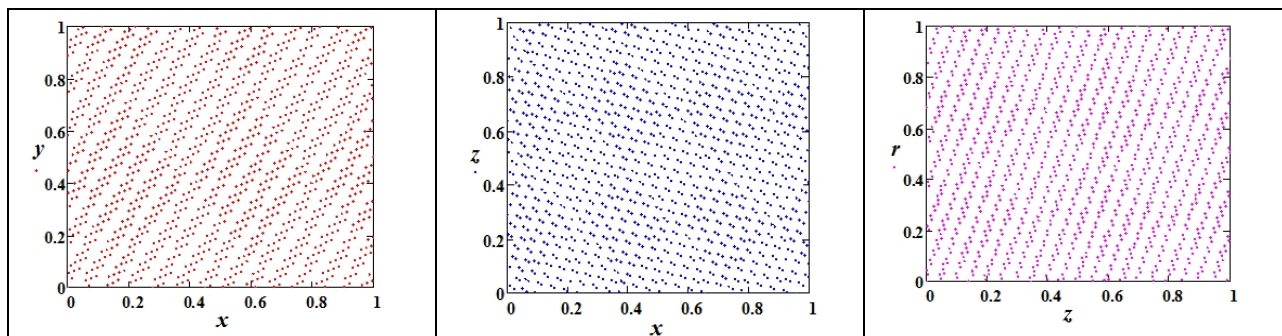


Рис. 3

Особливості та верифікація отриманої метамоделі. Прийнятну точність метамоделі отримано із застосуванням адитивної НМ регресії [12] у разі побудови декількох каскадів НМ з наступним додатковим використанням на кожному каскаді комітетів тільки для мереж, що мають продуктивність понад 90 %. Задане значення середньої відносної модельної похибки (або середньої похибки апроксимації) $MAPE$ на рівні 25 % обумовлює складність такої НМ, тобто кількість каскадів нарощується до тих пір, поки не буде досягнуто необхідної точності. Задля формування підвбірок застосовано процедуру бегінгу [12] для кожної декомпозиційної підобласті. З метою відбору найкращих створені таким чином метамоделі оцінювалися за показниками коефіцієнту детермінації R^2 , відношення стандартних відхилень $S.D.ratio$; $MAPE, \%$. Тоді як відтворена поверхня відгуку оцінювалася додатково ще за наступними показниками адекватності: суми квадратів відповідно регресії, залишків, загальної; середніх квадратів тих самих показників; дисперсії відтворюваності, адекватності, загальної; стандартної похибки оцінки відтворюваності, оцінки адекватності, загальної [13]. На рис. 4 наведено лінії рівня зрізів поверхні відгуку, відтворені на точках $N_{відтв} > N_{навч}$ для підобластей II_z-I_r , II_z-III_r , I_z-VI_r , що мають $MAPE$ відповідно 6.22 %, 9.89 %, 25.52 %. Для інших підобластей похибка $MAPE$ знаходиться у вказаних граничних межах.

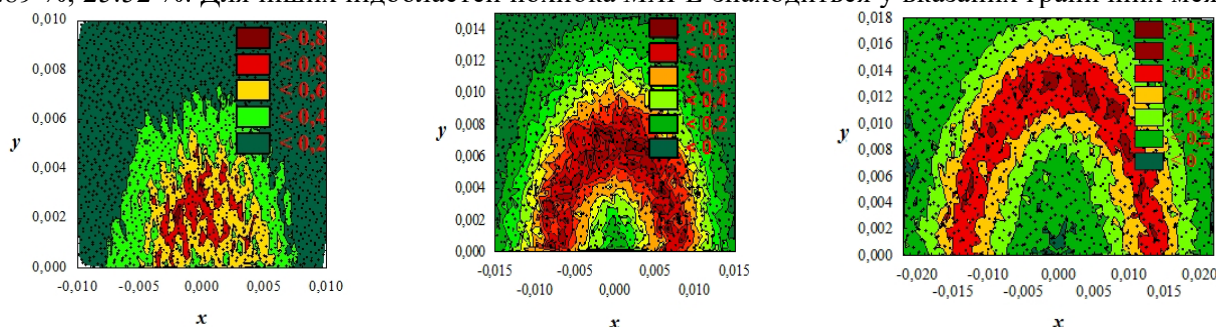


Рис. 4

Оптимальний синтез СЗ. Реалізація задачі оптимального нелінійного синтезу відбувалася із застосуванням створених метамоделей, тобто виконувалася сурогатна оптимізація. При цьому одночасно визначалися всі шукані параметри СЗ. Розв'язок нелінійної ОЗ отримано стохастичними алгоритмами пошуку глобального екстремуму, а саме гібридним алгоритмом на основі генетичного з локальним пошуком симплексним методом Нелдера-Міда та популяційним метаевристичним алгоритмом оптимізації роєм частинок з еволюційним формуванням складу рою, що являє собою низькорівневу гібридизацію генетичного алгоритму й алгоритму PSO. Чисельні результати синтезу НВСП за апріорі заданого П-подібного розподілу ГВС в зонах контролю $7 \text{ мм} \leq r \leq 20 \text{ мм}$ та $5 \text{ мм} \leq r \leq 20 \text{ мм}$ для трьох об'ємних СЗ НВСП зі структурами з 3-х, 4-х та 5-х котушок показано на рис. 5. Кількість контрольних точок у функціоналі складала $N_k=60$, вони розташовувалися рівномірно на поверхні ОК в області адекватності метамоделі. Конструкції синтезованих СЗ перетворювачів показано схематично на рис. 5, а. Для даних СЗ за «точними» математичними моделями отримано розподіли ГВС вздовж осі Ox (графік 1 на рис. 5, б). Для порівняння там же наведено бажаний розподіл ГВС (графік 2) та розподіли, утворені одинарним витком, що має радіус 15 мм та розташований на висотах 2 та 4 мм над ОК відповідно (графіки 3, 4). Також для наочності синтезований розподіл ГВС представлено у вигляді ліній рівня (рис. 5, в).

Спостерігається певне невиконання умов синтезу щодо інтенсивності ГВС в зоні контролю, яких не вдається уникнути у разі послідовного ускладнення структури СЗ. Але цей факт не є

критичним тому, що позитивні тенденції щодо зони однорідності розподілу ГВС є стійкими та саме це є надважливим. Також очевидними в цьому сенсі є переваги синтезованих СЗ перед їхніми класичними аналогами-одинарними витками. Порівняльний аналіз НВСП із планарними [7] та об'ємними коаксіальними СЗ свідчить щодо більших потенційних можливостей останніх задля забезпечення вимог однорідності. Це можливо пояснити більшою варіабельністю структур СЗ, що обумовлено дозволим просторовим розташуванням окремих секційних котушок.

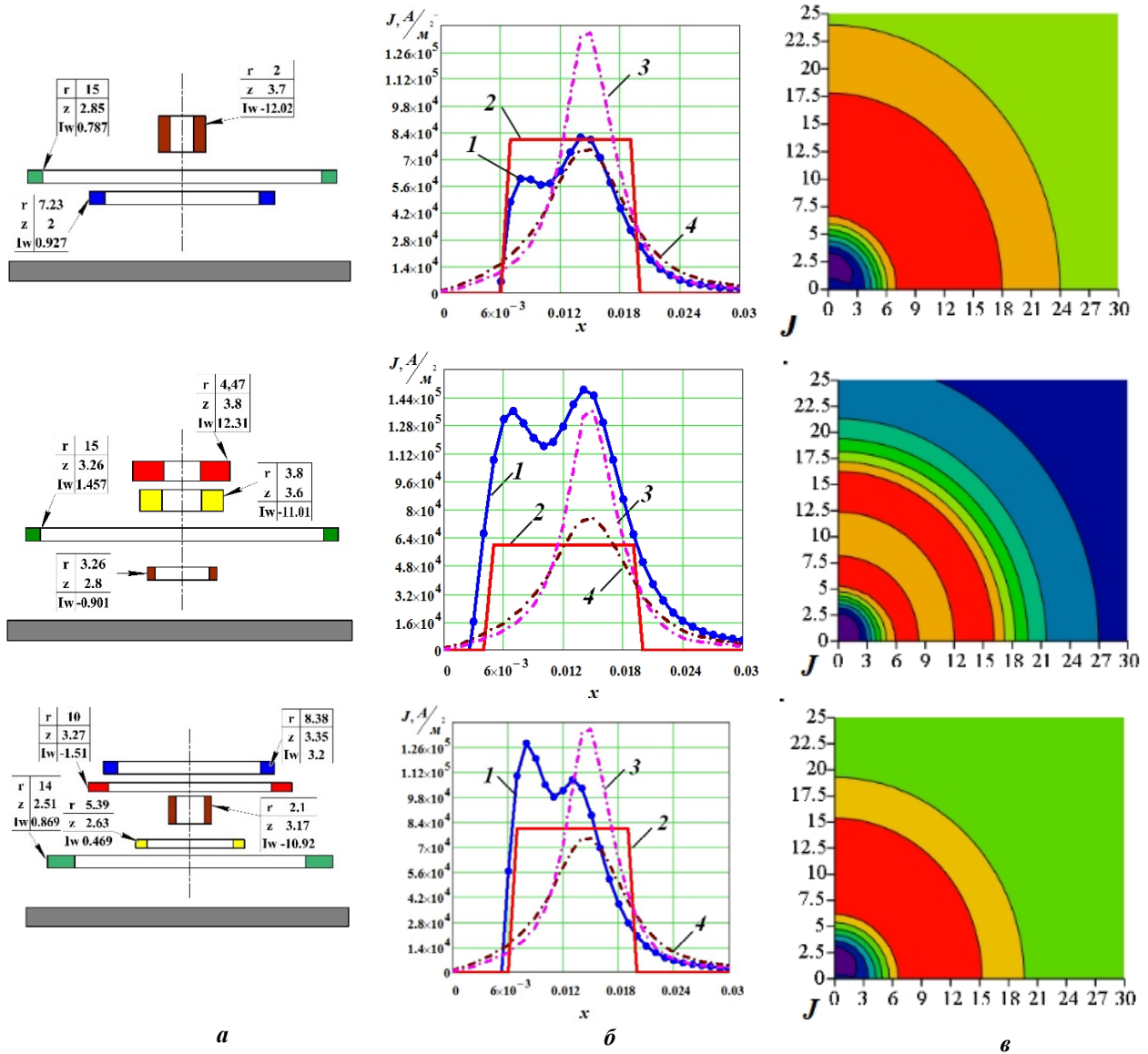


Рис. 5

Практична реалізація синтезованої СЗ НВСП. Проілюструємо викладене вище прикладами реального виготовлення СЗ перетворювача $M = 4$ ($Iw_1 = -0.901$, $Iw_2 = 1.457$, $Iw_3 = -11.01$, $Iw_4 = 12.31$), технічні параметри якої отримано внаслідок комп'ютерного моделювання за запропонованим методом синтезу апіорі заданого розподілу ГВС в ОК. Якщо розміщення у просторі секційних котушок СЗ з визначеними їхніми геометричними параметрами не викликає труднощів у конструюванні, забезпечення зустрічного або узгодженого “по полю” характеру їхнього включення достатньо просто виконується зміною напрямку секційної намотки (знак “мінус” означає протилежний напрямок), то питання виконання умов щодо реалізації магніторухійних сил в секційних котушках не є тривіальним. Найпростішим варіантом практичної реалізації НВСП з об'ємною структурою СЗ є її збудження від одного джерела. Враховуючи дійсні значення МРС, отримані в результаті обчислень, доводиться округлити кількість витків в секціях до цілих значень (наприклад, $I = 0.5$ А, $w_1 = -2$, $w_2 = 3$, $w_3 = -22$, $w_4 = 25$). Такі дії призводять до певного спотворення первинно отриманого розподілу ГВС в ОК, що потребує додаткового перевірного

розрахунку, результати якого наведено на рис. 6: *a* – розподіли ГВС синтезованої та реальної конструкцій, *б* – гістограма відносної похибки відтворення розподілу ГВС. Середня відносна похибка відтворення розподілу складає 3.65 %.

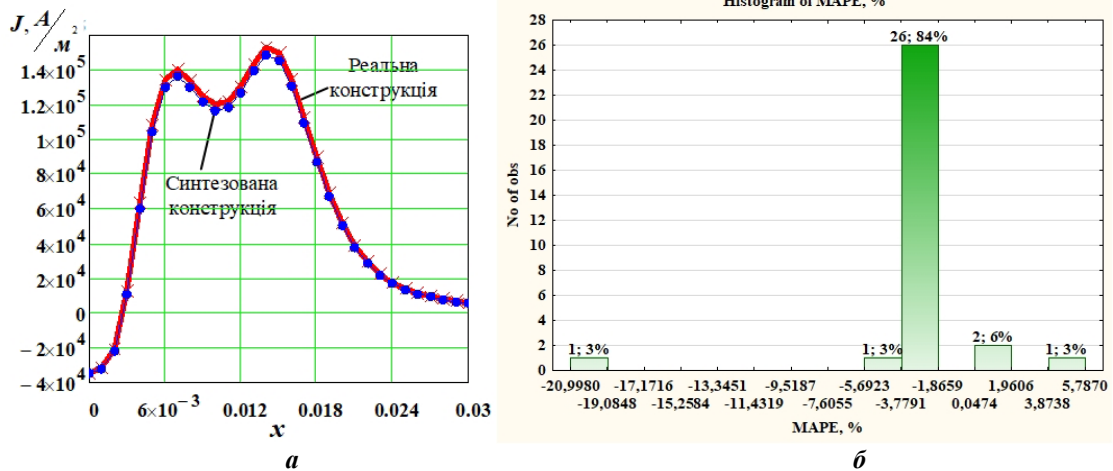


Рис. 6

Наступним способом практичної реалізації СЗ є варіант, ідея якого полягає в наступному. Джерело збудження СЗ характеризується струмом, який на порядок менший за розрахунковий. Отже, тоді кількість витків в секційних котушках, що з'єднані послідовно, збільшується відповідно на порядок та округляється до цілих значень ($I = 0.05$ А, $w_1 = -18$, $w_2 = 29$, $w_3 = -220$, $w_4 = 246$). Результати чисельних експериментів ілюструються графіками на рис.7: *a* – розподіли ГВС синтезованої та реальної конструкцій, *б* – гістограма відносної похибки відтворення розподілу ГВС. Середня відносна похибка відтворення розподілу складає 2 %.

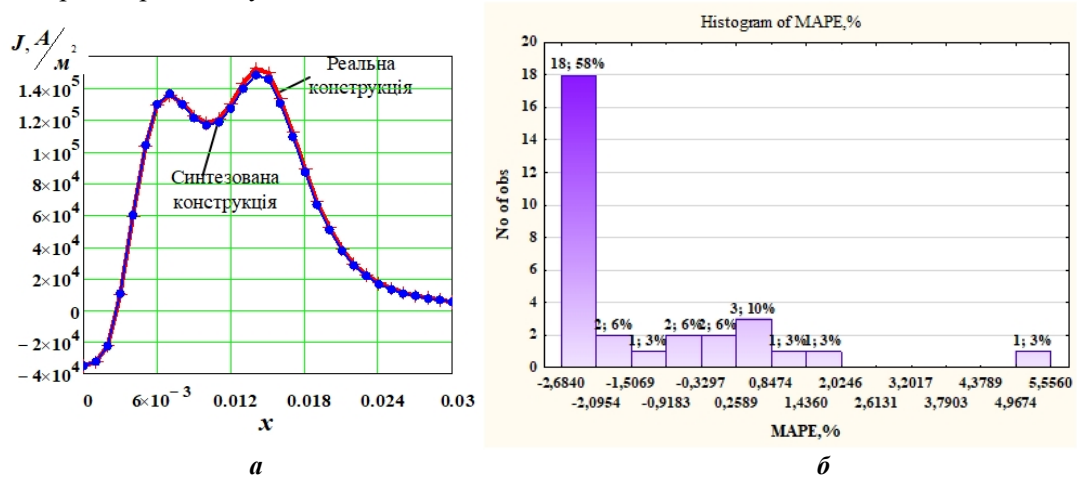


Рис. 7

Більш досконалим слід вважати спосіб практичної реалізації СЗ НВСП, коли її збудження здійснюється від двох джерел, струм в яких різняться на порядок. В цьому випадку намотка секційних котушок виконується двома дротами, одним з яких реалізуються обмотки, що містять цілу частину дійсних чисел кількості витків, а другим – обмотки, що є десятковими частинами тих самих дійсних чисел ($I_1 = 0.5$ А, $w_1 = -1$, $w_2 = 2$, $w_3 = -22$, $w_4 = 24$; $I_2 = 0.05$ А, $w_1 = -8$, $w_2 = 9$, $w_3 = 0$, $w_4 = 6$). Результати чисельного моделювання показано на рис. 8: *a* – розподіли ГВС синтезованої та реальної конструкцій, *б* – гістограма відносної похибки відтворення розподілу ГВС. Середня відносна похибка відтворення розподілу складає 0.89 %.

Слід зазначити, що ускладнення електронної схеми під час практичного виконання систем збудження та обробки сигналу НВСП досить легко уникнути використанням одного двоканального джерела збудження.

За необхідності кількість джерел збудження СЗ можна збільшувати, але накопичений досвід свідчить щодо достатності попередніх заходів задля забезпечення відтворюваності синтезованого розподілу ГВС.

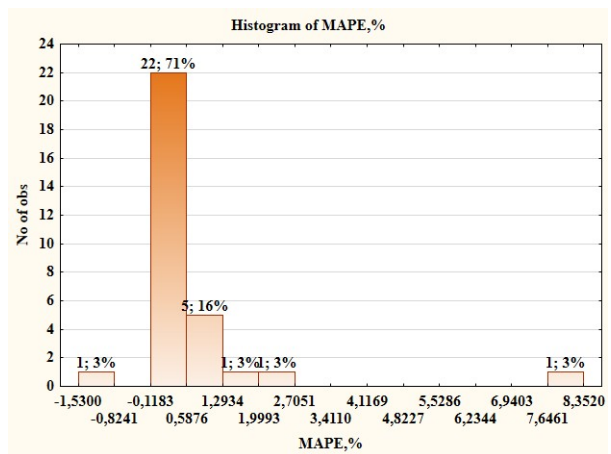
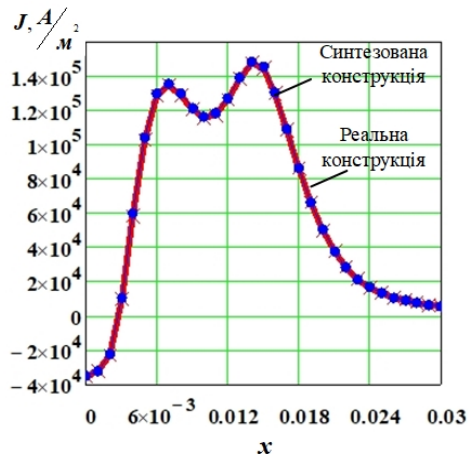


Рис. 8

Висновки. Запропоновано метод сурогатного нелінійного параметричного синтезу рухомих НВСП з об'ємною структурою збудження, що забезпечують близький до однорідного розподіл ГВС на поверхні в зоні контролю об'єкту з врахуванням ефекту швидкості та реалізують однакову чутливість до дефектів. Розроблено алгоритми та програмні засоби реалізації методу, зокрема розрахунків прямої задачі за «точною» електродинамічною моделлю, створення RBF-метамodelей, методик покращення їхніх апроксимаційних можливостей в гіперпросторі, ефективних багатовимірних комп'ютерних ПЕ з низькими показниками центрованої та циклічної розбіжностей, сучасних популяційних метаевристичних стохастичних гібридних алгоритмів пошуку глобального екстремуму, чисельної технології умовної сурогатної оптимізації.

На чисельних експериментах продемонстровано переваги синтезованих СЗ НВСП з об'ємною структурою перед їхніми класичними аналогами, а також СЗ із планарною структурою. Наведено приклади практичної реалізації СЗ НВСП з об'ємною структурою.

SYNTHESIS OF EDDY CURRENT PROBES WITH VOLUMETRIC STRUCTURE OF THE EXCITATION SYSTEM, IMPLEMENTING HOMOGENEOUS SENSITIVITY IN THE TESTING ZONE

V.Ya. Halchenko, R.V. Trembovetska, V.V. Tychkov
 Cherkasy State Technological University,
 460, Shevchenko Blvd., Cherkasy, 18006, Ukraine.
 E-mail: v.tychkov@chdtu.edu.ua

A method for nonlinear surrogate synthesis of surface eddy current probes with a volumetric structure of the excitation system was proposed. This method a priori provides a given uniform distribution of eddy current density in the testing object area where the measuring coil is located. The implementation of the task using modern metauristic stochastic algorithms for finding the global extremum was achieved. For the effective usage of such algorithms, taking into account the effect of velocity, metamodels of eddy current probe were preliminarily created. They were built using a productive approximation technique based on artificial radial-basis neural networks with a Gaussian activation function. Acceptable accuracy of metamodels was achieved due to the simultaneous application of the search area decomposition technologies and plural neural networks based on the techniques of associative machines with group methods for obtaining a solution. For metamodels creation a multidimensional computer experiment design with high homogeneity was used on the basis of the parameterless additive R_d -Kronecker sequence. Numerical experiments to determine the eddy current density distributions which formed by synthesized excitation structures were carried out. The advantages of using a three-dimensional structure excitation system in comparison with classical and planar ones in terms of increasing the width of the testing zone, which is characterized by uniform sensitivity, were shown. Examples of practical implementation of an excitation system with a volumetric structure for an surface eddy current probe are given. References 13, figures 8, table 1.

Key words: eddy-current probe, eddy current density, velocity effect, excitation system, homogeneous sensitivity, surrogate optimization, RBF-metamodel, parameterless additive R_d -sequence, stochastic algorithm global extremum finding.

1. Repelianto A.S., Kasai N. The improvement of flaw detection by the configuration of uniform eddy current probes. *Sensors*. 2019. Vol. 19. No 2. Article № 397. DOI: <https://doi.org/10.3390/s19020397>
2. Ribeiro A.L., Ramos H.G., Postolache O. A simple forward direct problem solver for eddy current non-destructive inspection of aluminum plates using uniform field probes. *Measurement*. 2012. Vol. 45. No 2. Pp. 213-217. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2011.03.029>
3. Postolache O., Lopes A., Ramos H.G. GMR array uniform eddy current probe for defect detection in conductive specimens. *Measurement*. 2013. Vol. 46. Pp. 4369–4378. DOI: <https://doi.org/10.1109/IMTC.2010.5488189>
4. Hoshikawa H., Koyama K., Mitsuhashi S. Eddy Current and Magnetic Testing of Magnetic Material by Uniform Eddy Current Probe. *Review of Quantitative Nondestructive Evaluation*. 2005. Vol. 24. Pp. 494-501. DOI: https://doi.org/10.1007/978-1-4615-5339-7_137
5. Li Y., Ren S., Yan B., Zainal Abidin I.M., Wang Y. Imaging of Subsurface Corrosion Using Gradient-Field Pulsed Eddy Current Probes with Uniform Field Excitation. *Sensors*. 2017. Vol. 17. Article № 1747. DOI: <https://doi.org/10.3390/s17081747>
6. Halchenko V.Ya., Trembovetskaya R.V., Tychkov V.V. Surface eddy current probes: excitation systems of the optimal electromagnetic field (review). *Devices and Methods of Measurements*. 2020. Vol. 11. No 2. Pp. 91-104. DOI: <https://doi.org/10.21122/2220-9506-2020-11-2-91-104>
7. Halchenko V.Ya., Trembovetska R.V., Tychkov V.V., Storchak A.V. Nonlinear surrogate synthesis of the surface circular eddy current probes. *Przegląd elektrotechniczny*. 2019. No 9. Pp. 76-82. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2019.09.15>
8. Halchenko V.Ya., Trembovetskaya R.V., Tychkov V.V. Development of excitation structure RBF-metamodels of moving concentric eddy current probe. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2019. No 2. Pp. 28-38. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.2.05>
9. Itaya T., Ishida K., Kubota Y., Tanaka A., Takehira N. Visualization of Eddy Current Distributions for Arbitrarily Shaped Coils Parallel to a Moving Conductor Slab. *Progress In Electromagnetics Research M*. 2016. Vol. 47. Pp. 1-12. DOI: <https://doi.org/10.2528/PIERM16011204>
10. Santner T.J., Williams B.J., Notz W.I. The Design and Analysis of Computer Experiments. New York: Springer (Springer series in statistics), 2018. 446 p.
11. Halchenko V.Ya., Trembovetska R.V., Tychkov V.V., Storchak A.V. The Construction of Effective Multidimensional Computer Designs of Experiments Based on a Quasi-random Additive Recursive R_d -sequence. *Applied Computer Systems*. 2020. Vol. 25. No 1. Pp. 70-76. DOI: <https://doi.org/10.2478/acss-2020-0009>
12. Géron A. Hands-On Machine Learning with Scikit-Learn, Keras and TensorFlow: Concepts, Tools, and Techniques to Build Intelligent Systems. 2nd Edition. O'Reilly Media, Inc. 2019. 856 p.
13. Brink H., Richards J., Feverolf M. Machine Learning. Sankt-Peterburg: Peter, 2017. 336 p. (Rus.)

Надійшла 20.08.2020
Остаточний варіант 04.01.2021

**FEATURES AND PRINCIPLES OF THE DEVELOPMENT OF BRUSHLESS
MAGNETOELECTRIC SYSTEMS OF THE RETURN-ROTARY MOTION**

V.G. Kireyev^{*}, K.P. Akinin^{}, A.A. Filomenko^{***}**
Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: kvg2016@ukr.net

The paper reviews the results of studies of brushless magnetolectric systems of return-rotary motion, carried out for many years at the Electrodynamics Institute of the National Academy of Sciences of Ukraine. Structures of specialized brushless magnetolectric motors with elastic magnetic coupling between the stator and the rotor are presented. An example of structural optimization of the motor is given. The electromechanical characteristics of the motors of the return-rotary motion are described and the indexes of their efficiency are proposed. An example of the formation of functional dependences for motor control in an open-loop system is given. Structures of the system for automatic control of the rotor oscillations angle amplitude and stator current limitation, as well as a system for vector control of the auxiliary winding current for active compensation of reactive alternating torque of the main rotor are presented. Examples of calculation of transient responses of the main parameters of the motor are given. References 11, figures 9.

Key words: brushless magnetolectric motor, return-rotary motion, control system, carrier frequency.

Introduction. There is a special class of actuating electromechanical devices designed to realize the return-rotary motion (RRM) of the instrument in certain types of devices. Such devices are used in special polishing equipment, medical instruments for the treatment of post-operative scars, apparatus cosmetology for lymph drainage, dermatonia and skin micropolishing, in thermal imaging scanners, etc.

The main factor determining the choice of the structure and control method for the electromechanical system of return-rotary motion (RRM) is the range of regulation of the amplitude and frequency of actuator shaft oscillations. For example, when building a RRM system that operates at a constant mechanical load and controlled frequency, it is advisable to use a standard electric drive, at the output of which a special mechanical transducer of rotational motion into return-rotary motion is installed [1, 2]. This solution is determined by the simplicity of implementation and high efficiency of the electric drive, since the rotor of the motor rotates in one direction, and in the motion conversion mechanism, as a rule, there are no parts with a large moment of inertia. There is also a class of devices, the operation of which is based on the use of the resonance effect of the RRM, in which a standard electric motor can also be used, for example an asynchronous [3] or a double-feed motor [4], with a special control system. This solution makes it possible to realize the maximum amplitude of oscillations with a minimum power consumption of the electric drive, however, such RRM system is designed to operate only at the resonant frequency.

The use of a traditional electric drive in combination with various electromagnetic, magnetolectric, mechanical or other motion converter for simultaneous regulation of the amplitude and frequency of oscillations of the output shaft of the RRM system is not effective and difficult. In this regard, to solve this problem, it is necessary to use special devices that best combine the advantages of both drives with conversion mechanisms and those based on the resonance effect.

The development of specialized electromechanical RRM systems presupposes, on the one hand, the construction of special structures of actuating motors, on the other hand, it is necessary to implement effective methods of controlling their operating modes. This paper examines the structure of an electromechanical system based on a special brushless magnetolectric motor (BMM), which controls the frequency and amplitude of mechanical oscillations of the actuating element.

The paper is devoted to the research carried out at the Electrodynamics Institute of the National Academy of Sciences of Ukraine in the direction of creating brushless magnetolectric RRM systems.

© Kireyev V.G., Akinin K.P., Filomenko A.A., 2021
ORCID ID: ^{*} <https://orcid.org/0000-0002-9407-1074>; ^{**} <https://orcid.org/0000-0002-7830-2311>; ^{***} <https://orcid.org/0000-0003-4289-8579>

Features of magnetoelectric systems of the RRM. The considered class of magnetoelectric systems is characterized by the following features:

- BMM of the RRM is the structure [5] shown in Fig. 1, *a*, where the body 1 contains a cylindrical slotless magnetic circuit 2 and two bearings 3, in which the rotor shaft 4 with a bipolar permanent magnet 5 and a actuating element 6 is installed. On the inner surface of the magnetic circuit 2 there are two coils 7 and 8 of the stator winding, and an additional permanent magnet 9 is installed in the space between the coils to realize the effect of elastic magnetic coupling between the stator and the rotor;
- control of BMM of the RRM is carried out by acting on the stator windings with alternating current with controlled amplitude and frequency in the range up to 100 Hz;
- the main output controlled parameter of the system is the amplitude α_A of the oscillations angle of the main rotor relative to the device body;
- the controlled coordinate of the system is the stator current effective value I under the conditions of motor cooling;
- regulation of the oscillations angle amplitude of the main rotor is carried out in the range of no more than 40 degrees;

The principle of engine operation is as follows. In the initial state, the rotor is in a stable equilibrium position and is forced to orient itself when its poles are positioned opposite the active parts of the winding. When the winding of the stator is connected to the power supply, an electromagnetic moment occurs which takes the rotor out of the stable equilibrium position. The greater the angle of the rotor deflection under the action of the control electromagnetic moment, the greater the force of the elasticity, so that with some of the rotor deflection angle the electromagnetic moment is equalized by the moment of the magnetic spring. At this point, the signal of the electromagnetic moment is forced to change and the rotor moves backwards.

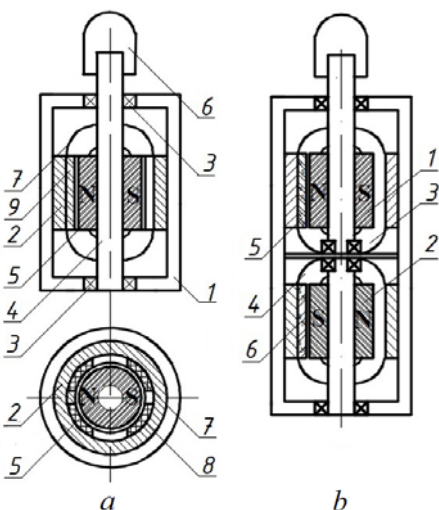


Fig. 1

During operation, the oscillations of the rotor cause an undesirable reaction of the housing of the device to the operator's hand, therefore an additional structurally identical drive system can be introduced in the composition of the device in order to compensate for the occasional alternating moments of the BMD, The rotor of which oscillates synchronously, but is counterphase to the first rotor. On Fig. 1, *b* shows the total type of instrument consisting of main 1 and compensating 2 rotors, windings of main 5 and additional 6 stators, and two additional permanent magnets 3 and 4.

Optimization of parameters of motor structural elements.

The art of designing electric machines with permanent magnets lies mainly in the selection of such ratios between the dimensions of the elements of the magnetic system, at which the maximum of the motor torque per unit of power input is achieved. In other words, it is necessary to solve the problem of structural optimization of the BMM magnetic system in order to identify

the maximum of the electromagnetic torque, which is an objective function of several variables. Such variables can be both the geometric dimensions of the individual components of the magnetic system, and their relative position.

We will show the procedure for solving the optimization task using the example of one of the variants of the BMM of the RRM, the cross section of the magnetic system of which is shown in Fig. 2. The electromagnetic part of the motor includes the magnets of the rotor 1 and stator 2, two stator coils 3 and an external magnetic circuit 4.

It is known that the electromagnetic torque of the motor depends on the magnetic flux density amplitude distributed in the air gap, as well as on the volume of the

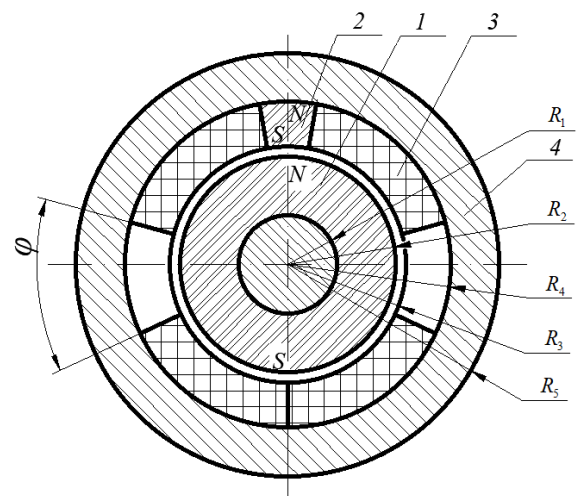


Fig. 2

current circuits in it and their location relative to the rotation rotor axis

$$M = pB_{\delta} I w l_a R_m, \quad (1)$$

where M is the electromagnetic torque; p is the number of pole pairs; B_{δ} is the value of the radial magnetic flux density component in the air gap; I is the current in the stator winding; w is the number of winding turns; l_a is the active length of the winding conductors; R_m is the average radius of the force application arm, which in accordance with Fig. 2 is equal to $0,5(R_3 + R_4)$.

We will search for the maximum torque under the following conditions and restrictions: the power P supplied to the motor from the power source is constant and for the task being solved it is equal to 5 W; the number of pole pairs $p = 1$; the overall radius of the magnetic system is fixed and equal to 13.5 mm; the maximum magnetic flux density in the external magnetic circuit does not exceed 1.2 T; the gap between the rotor and stator is constant and equal to 0.5 mm; diameter $2R_1$ of the shaft is equal to 6 mm; we will consider the mode of formation of the starting torque, in which energy dissipation occurs only in the conductive conductors of the stator windings; in order to reduce the number of variables, we restrict ourselves to considering one length of the active part of the winding $l_a = 22$ mm.

As the arguments of the objective function, we select the radial thickness of the winding $h = R_4 - R_3$ and the size of the coil window, determined by the angle φ , that is, those parameters that determine the amplitude and distribution law of magnetic flux density B_{δ} in the gap of the BMM, as well as the cross-sectional area of the stator winding coils. Based on the stipulated conditions, with a constant input power, the current in the winding and its resistance should also remain unchanged. To do this, it is necessary to vary the cross-section and the number of coil conductors so that their resistance remains unchanged, this will be the condition for the constancy of the dissipated power [7]. Let us express the length l_m of the average turn and the number w_C of coil turns through the geometric dimensions of the magnetic system

$$l_m = 2l_a + (2R_3 + h)(0,5\pi + \varphi); \quad w_C = \sqrt{\frac{US_C}{I\rho l_m}}, \quad (2), (3)$$

where U is the voltage of the power source; S_C is the cross section area of one half of the coil; ρ is the specific resistance of the coil conductor material.

After substitution of expressions (2, 3) into (1) and some transformations, we obtain

$$M = pB_{\delta} \sqrt{\frac{PS_C}{\rho l_m}} l_a (R_3 + 0,5h). \quad (4)$$

The solution of the extremal task for (4) was carried out using the Comsol software package in a three-dimensional formulation to take into account the influence of scattering fields from the surfaces of the rotor magnet end. The developed calculation algorithm made it possible to find the law of variation of the function $M(h, \varphi)$ and find its maximum (Fig. 3).

The calculation showed that for the given initial data, the maximum torque is achieved at $h = 2,1$ mm and $\varphi = 44$ deg. The solved problem illustrates a optimization technique BMM of the RRM, which can be applied not only for other initial data, but also for other structures of brushless electric machines with permanent magnets.

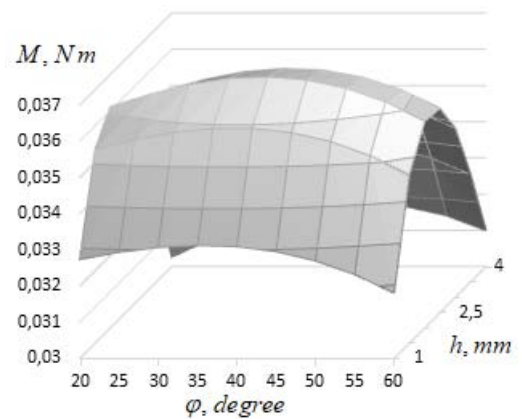


Fig.3

Mathematical model and operating modes of BMM of the RRM. The mathematical model of BMM is described by the equations [8]:

$$L \frac{di}{dt} = -Ri - k_m \omega \cos \alpha + u; \quad M = k_m i \cos \alpha; \quad M_{\omega} = k_{\omega} \omega; \quad M_{\alpha} = k_{\alpha} \sin \alpha; \quad (5)-(8)$$

$$M_R = M_B \operatorname{sign}(\omega); \quad M_L = k_L \omega; \quad J \frac{d\omega}{dt} = M - M_\omega - M_\alpha - M_R - M_L; \quad \frac{d\alpha}{dt} = \omega, \quad (9)-(12)$$

where ω , α are angular speed and angle of the rotor shaft oscillation; L , R are inductance and active resistance of the stator winding (in a motor with a slotless stator and a surface-mounted permanent magnets on the rotor, the inductance L can be assumed to be a constant value [9]); i , u are current and control voltage of the stator; k_m is motor torque coefficient; J is rotor moment of inertia; M_ω , M_α , M_R , M_L are torques of viscous friction and elasticity, reactive torque of bearings and torque of loading, respectively; k_ω , k_α are viscosity and elasticity coefficients; M_B is bearing friction torque; k_L is viscosity coefficient of the motor load.

In the study of the characteristics of the PMM of the RRM, such variants of the formation of the stator alternating voltage were assumed

$$u = U_A \sin 2\pi f_O t; \quad (13)$$

$$u = 0,5 U_A \left(\operatorname{sign}(\sin 2\pi f_O t - 0,5 \varphi_1) + \operatorname{sign}(\sin(2\pi f_O t + 0,5 \varphi_1)) \right), \quad (14)$$

where U_A is the stator voltage amplitude; f_O is the carrier frequency of rotor shaft oscillations; φ_1 is angular length of the zero shelf of a rectangular form voltage; t is time.

BMM is an object with nonlinear dependences of input and output parameters. At the same time, BMM of the RRM can operate in one of two modes:

- in the mode of limiting the amplitude of the rotor oscillations angle at a given level in the low-frequency range of operation (up to 20-30 Hz);
- in the mode of limiting the effective value of the stator current at values of the oscillations frequency more than 20-30 Hz, and the current effective value is limited according to the conditions of motor cooling.

Efficient operation of BMM of the RRM is achieved by ensuring the maximum of one of two parameters – the performance index $k_1 = \alpha_A / I^2$ of the operation mode of the BMM, taking into account the given frequency and amplitude with a minimum value of losses in the stator winding or the amplitude of the angular speed ω_A of rotor oscillations.

There are two possible approaches to controlling BMM of the RRM:

- in an open-loop system by forming functional frequency dependences of the value of the amplitude and the form parameter of the control alternating voltage of the stator, which can be formed on the basis of the electromechanical characteristics of the BMM, taking into account the given performance indexes of its operating mode [8];
- in a closed-loop control system for the amplitude of the rotor oscillations angle and limiting the stator current effective value [9], while it is necessary to form the corresponding feedback signals, which significantly complicates the hardware part of the system.

Electromechanical characteristics of BMM of the RRM. Fig. 4 shows the electromechanical characteristics of the BMM in the form of frequency dependences of the shaft oscillations angle amplitude α_A , the stator current effective value I , the proposed performance index k_1 and the angular speed amplitude ω_A of the rotor oscillations. The characteristics are determined in the frequency range up to 100 Hz, subject to the specified limitations of the oscillation angle amplitude and the stator current effective value $\alpha_{AO} = \pi/9 \text{ rad}$. and $I_O = 0,14 \text{ A}$. Number 1 denotes a variant of the formation of a sinusoidal voltage (13). Numbers 2, 3 and 4 designate variants for rectangular voltage (14) with three parameter values φ_1 - 0, 80 and 160 el. degrees. Calculations are performed for equations (5–12) with the following parameter values: $L = 0,012 \text{ Hn}$, $R = 40 \text{ Ohm}$, $k_m = 0,125 \text{ Nm / A}$, $k_\omega = 6,5 \cdot 10^{-5} \text{ Nm s / rad}$, $J = 2,4 \cdot 10^{-6} \text{ kg m}^2$, $k_\alpha = 0,0448 \text{ Nm / rad}$, $M_B = 2 \cdot 10^{-4} \text{ Nm}$, $k_L = 2,1 \cdot 10^{-4} \text{ Nm s / rad}$.

Formation of functional dependences. To control the BMM of the RRM in an open-loop system, a method has been developed for the formation of functional frequency dependences of the control voltage parameters, in which for each value of the carrier frequency f_O the stator voltage parameters are determined, at which the maximum of the selected performance index is ensured. The dependences of the stator

voltage parameters $U_A(f_O)$ and $\varphi_1(f_O)$, as well as the corresponding dependences of the performance indexes $k_1(f_O)$ and $\omega_A(f_O)$ are shown in Fig. 5. The letters A and B designate respectively the variants of the formation of sinusoidal and rectangular voltages.

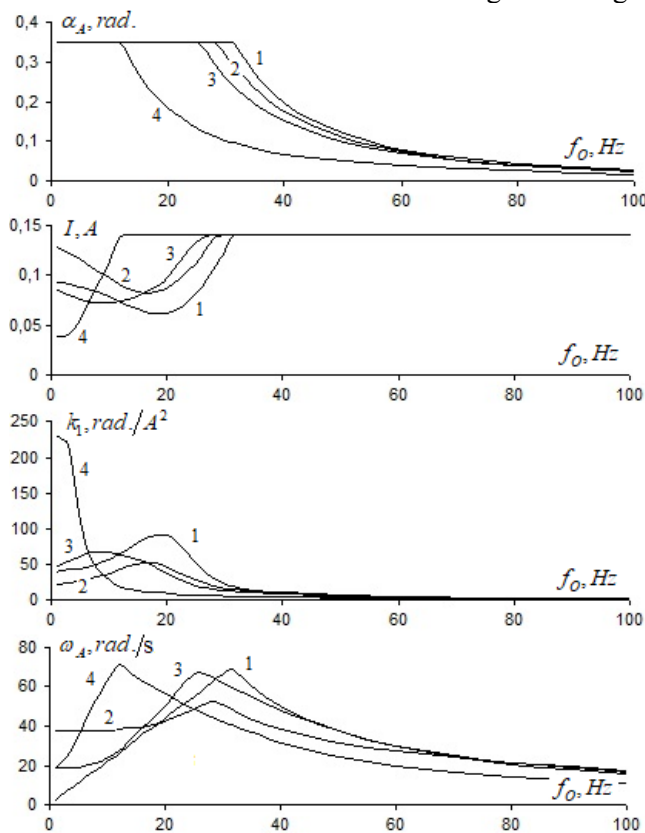


Fig.4

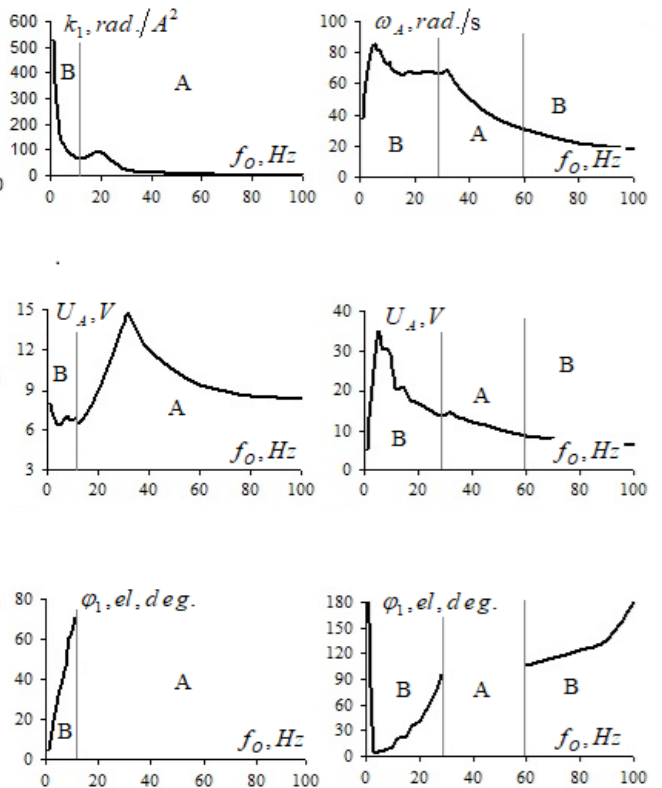


Fig.5

System for automatic regulation of rotor oscillations amplitude and stator current limitation.

For automatic control of the rotor oscillations angle amplitude α_A and limiting the stator current effective value I , the structure of the control system is developed [10], shown in Fig. 6, where C is a controller of the oscillations angle amplitude with nonlinearity of the saturation type; F is a filter of the output signal of the nonlinear link; U_C , U_F are output signals of the controller and filter; $x_O(\omega_O t)$ is carrier periodic signal, where $\omega_O = 2\pi f_O$; $\max(|\alpha|)$, $RMS(i)$ are the procedures for determining the amplitude of the modulus of the rotor shaft oscillations angle and the stator current effective value at each half-period of the alternating stator voltage, the values of which are maintained for half the period of the carrier signal.

The calculation of the system parameters is carried out on the basis of the frequency characteristics of the BMM of the RRM and the controller. In this case, the controller of the rotor oscillations amplitude is calculated at a given value of the carrier frequency f_O , provided that a given phase stability margin γ is provided [8, 9], which is determined by the formula

$$\gamma = \pi + \varphi_\alpha(\omega_C) + \varphi_P(\omega_C), \quad (15)$$

where $\varphi_\alpha(\omega_C)$, $\varphi_P(\omega_C)$ are the values of the phase shifts of the output signals of the BMM and the controller at a given value of the cut-off frequency ω_C , the value of which is chosen less than the carrier frequency $\omega_C = \omega_O/n$. At given values ω_O , ω_C and γ the parameters of the controller are determined

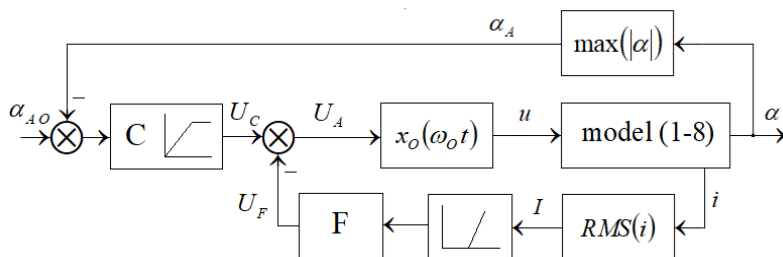


Fig.6

from the condition that the amplitude frequency characteristic of the open-loop system is equal to unity

$$A(\omega_C) = A_\alpha(\omega_O) A_P(\omega_C) = 1, \quad (16)$$

where $A_\alpha(\omega_O)$, $A_P(\omega_C)$ are the values of the amplitude frequency characteristics of the BMM and the controller at the values of the carrier frequency and cut-off frequency.

The transfer coefficient of the I-controller, as well as the parameters of the PI-controller is determined by the formulae [10]

$$k_I = \frac{\omega_C}{A_\alpha(\omega_O)}, \quad T_{PI} = \frac{1}{\omega_C} \operatorname{tg} \left(\gamma - \frac{\pi}{2} + \varphi(\omega_C) \right), \quad k_{PI} = \frac{\omega_C}{A_\alpha(\omega_O) \sqrt{1 + T_P^2 \omega_C^2}}. \quad (17)-(19)$$

The transfer coefficient and time constant of the first-order filter in the current limiting loop in the high-frequency part of the range is also determined taking into account the frequency characteristics

$$k_F = \frac{A_I(\omega_O) U_{\max} - I_O (1 + \varepsilon)}{A_I(\omega_O) I_O \varepsilon}; \quad T_F = \frac{20}{f_O}, \quad (20), (21)$$

where $A_I(\omega_O)$ is the value of the current amplitude frequency characteristics of the BMM; ε is the relative accuracy of limiting the current effective value; I_O is the reference value at which the stator current starts to be limited; U_{\max} is the maximum value of the output signal of the oscillations angle amplitude controller.

Fig. 7, a-d shows the graphs of transient responses of regulation of the oscillation angle amplitude

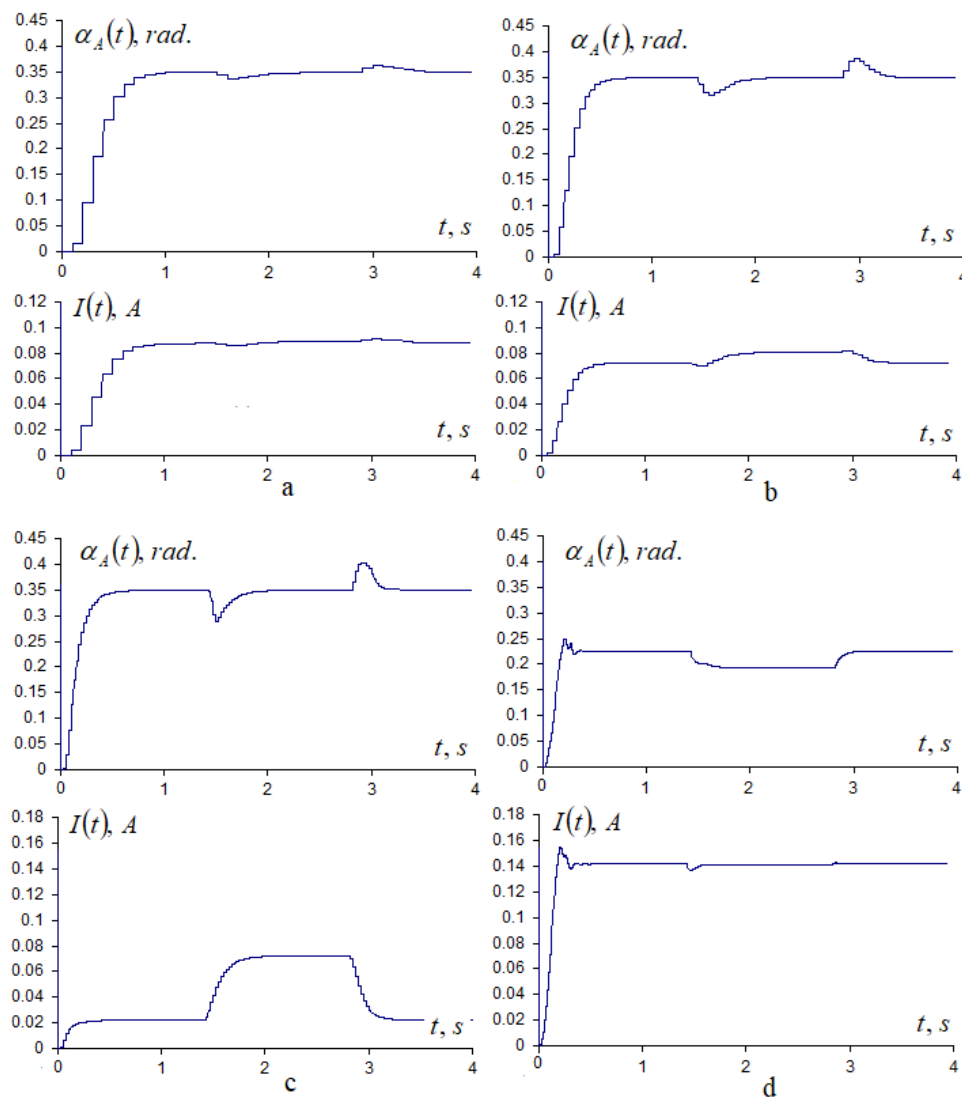


Fig.7

α_A and the current effective value I at the values of the carrier frequency f_O 5 (a), 10 (b), 20 (c) and 40 (d) Hz in the modes of starting the motor and changing the load. The calculations were carried out for a given sinusoidal stator voltage and a current limiting accuracy of 1%.

Active compensation of reactive torque of the main rotor. Let us define the features, conditions and principles of building a control system for a two-rotor BMM of the RRM [6] (Fig. 1, b).

The main and compensating systems are structurally identical and are described by equations (6)-(12). The difference is that the compensating rotor is unloaded, and the moments of inertia of the two rotors can be different.

The condition for the compensation of the reactive torque on the device body is defined as the achievement of the minimum values of the amplitude of the oscillation angle of the body around the axis of rotors rotation, while the dynamics of body oscillations is described by the equations

$$J_3 \frac{d\omega_3}{dt} = M_{D2} - M_{D1} - M_{\omega_3} - M_{\alpha_3}; \quad \frac{d\alpha_3}{dt} = \omega_3, \quad (22, 23)$$

where J_3 , ω_3 , α_3 are axial moment of inertia, angular speed and angle of rotation of the body around the axis of the rotors; M_{D1} , M_{D2} are dynamic torques on the shafts of the main and compensating rotors; M_{ω_3} , M_{α_3} are the torque of viscous friction and the torque of elasticity, determined by the influence of the human hand on the device body. From the consideration of equation (22) it is seen that compensation is achieved under the condition of equality of dynamic torques $\Delta M = M_{D2} - M_{D1} = 0$.

Since it is difficult to directly measure the body rotation angle α_3 , the difference between the variable periodic oscillations of the two rotors is taken as the output compensated parameter as a feedback signal of the closed control system

$$\Delta\alpha = \alpha_1 - \frac{J_2}{J_1} \alpha_3. \quad (24)$$

The currents of the stator windings corresponding to the main and compensating rotors is assumed

$$i_1 = I_{1A} \sin 2\pi f_O t; \quad i_2 = I_{2A} \sin(2\pi f_O t - \varphi_2), \quad (25), (26)$$

where i_1 , i_2 are alternating currents of stator windings; I_{1A} , I_{2A} are amplitudes of currents; φ_2 is the phase shift of the current of the compensating winding.

To ensure compensation of the body response, it is necessary to develop a vector control system for the motion of the compensating rotor [11], that is, it is necessary to implement a system for regulating the amplitude I_{2A} and phase shift φ_2 of the stator current i_2 of the compensating system (26) relative to the main stator current i_1 . For this, it is necessary to generate mismatch signals at the inputs of the current amplitude and phase shift controllers based on measurements of the angular variables of the main and compensating rotors α_1 and α_2 . The general structure of the control system for a two-rotor BMM [10] with active compensation of reactive torque is shown in Fig. 8, where C1, C2, C3 are controllers of the oscillations amplitudes of the first and second rotors, as well as the controller of the phase shift φ_2 of the current of the compensating system; BCM is the block for calculating the phase shift mismatch $\Delta\alpha_2$ of variables α_1 and α_2 ; RSS is the reference signal shaper; M1, M2, B are designations for the models of the first and second motors, as well as the device body.

Fig. 9 shows the graphs of transient responses of the current amplitude I_{1A} of the main stator winding, the oscillations angle α_1 of the main rotor, the amplitude I_{2A} of the current of the compensating stator winding, the mismatch signal $\Delta\alpha_2$ in the amplitude of the compensating winding current, the signal of the phase shift mismatch $\Delta\varphi_2$, the phase shift φ_2 of the stator current i_2 of the compensating system and the rotation body angle α_3 at a carrier frequency of 10 Hz.

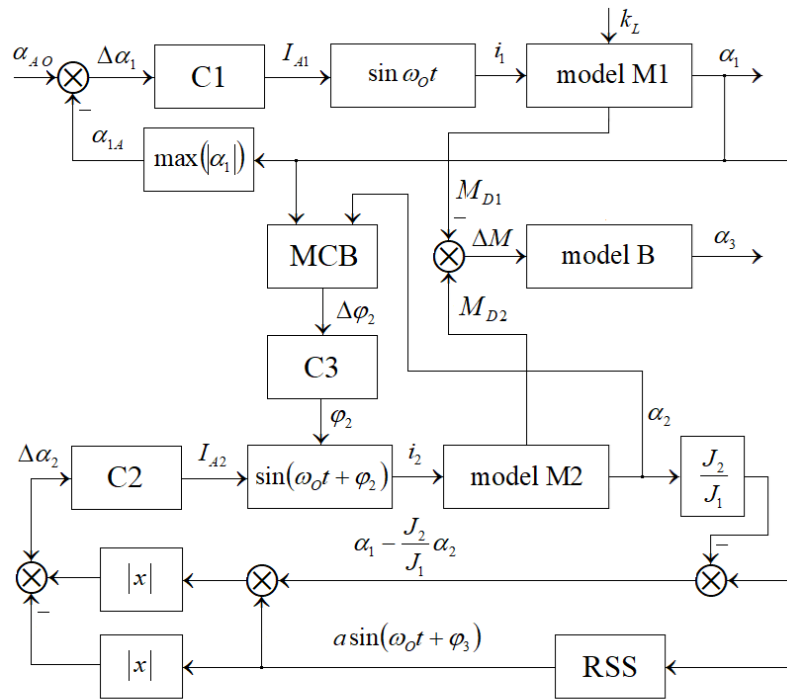


Fig.8

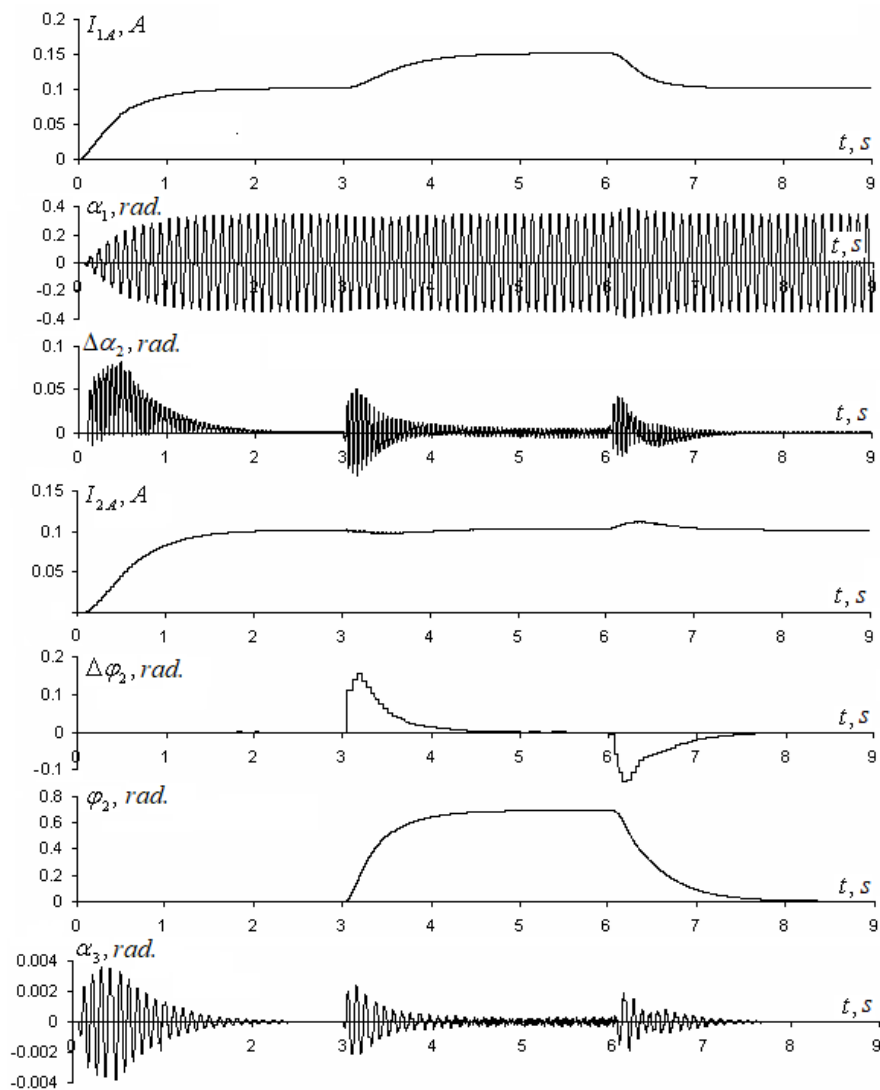


Fig.9

Fig. 9 shows the graphs of transient responses of the current amplitude I_{1A} of the main stator winding, the oscillations angle α_1 of the main rotor, the amplitude I_{2A} of the current of the compensating stator winding, the mismatch signal $\Delta\alpha_2$ in the amplitude of the compensating winding current, the signal of the phase shift mismatch $\Delta\varphi_2$, the phase shift φ_2 of the stator current i_2 of the compensating system and the rotation body angle.

Conclusion. The described electromechanical structures are specialized low-power systems that provide direct effective control of the RRM of the actuating element without the use of additional mechanical transmissions. The proposed structures can be the basis for the creation of various hand tools. The described open and closed control systems make it possible to choose a rational structure of the electromechanical device as a whole. The implementation of the principle of active compensation of reactive alternating torque in devices containing an electric drive of return-rotary motion, by creating an controlled torque, the value of which at each moment of time corresponds to the torque of the main motor, and is directed in the opposite direction, allows solving the problem of vibration protection of a person working with a power hand tool.

Роботу виконано за рахунок бюджетної програми (КПКВК 6541230).

1. Smeliakhin A.Y. The structure of mechanisms and machines. Moskva: Vysshaya shkola, 2006. 304 p. (Rus)
2. Yusofl A.S., Che-Ani A.I., Hussain Z., Hmzah N., Boudvill R., Rahman M.F.A. Back-Drivability of Powered Knee Free Swing and Knee Extension. 7th IEEE International Conference on *Control System, Computing and Engineering (ICCSCE 2017)*. Penang. Malaysia, November 24-26, 2017. Pp. 331-335. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICCSCE.2017.8284429>
3. Lukovnikov V.Y. Electric drive of oscillatory motion. Moskva: Energoatomizdat, 1984. 152 p. (Rus)
4. Zahrivnyi E.A., Havrilov Yu.A. The method of excitation and regulation of autoresonance oscillation in the electric drive of the return-rotary motion. Patent RF No 2410826. 2009. (Rus)
5. Antonov A.E., Kireyev V.G. Massage device. Patent UA No 74668. 2006. (Ukr)
6. Antonov A.E., Kireyev V.G., Akinin K.P. Massage device. Patent UA No 88822. 2009. (Ukr)
7. Antonov A.E. Electric machines of magnetolectric type. Kyiv: Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine, 2011. 216 p. (Rus)
8. Akinin K.P., Kireyev V.G., Filomenko A.A., Lavrinenko B.A., Mikhailik E.M. Research of electromechanical characteristics of brushless magnetolectric motors of return-rotary motion. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2019. No 54. Pp. 47–51. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.54.047>
9. Perelmutter V. Direct AC motor torque and current control. Kharkiv: Osnova, 2004. 210 p. (Rus)
10. Akinin K.P., Antonov A.E., Kireyev V.G., Filomenko A.A. Return-rotary motion control system of rotor of brushless magnetolectric motor. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2020. No 55. Pp. 58–66. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.55.058>
11. Antonov A.E., Akinin K.P., Kireyev V.G., Filomenko A.A. Compensation of reactive torques in the electric drive of the return-rotary motion. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2018. No 51. Pp. 54–60. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2018.51.054>

УДК 621.313.8

ОСОБЛИВОСТІ ТА ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ БЕЗКОНТАКТНИХ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ СИСТЕМ ЗВОРОТНО-ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ

В.Г. Кіресь, канд. техн. наук, **К.П. Акінін**, докт. техн. наук, **А.А. Філоменко**

Інститут електродинаміки НАН України,

Пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: kvg2016@ukr.net

Виконано огляд результатів досліджень безконтактних магнітоелектричних систем зворотно-обертального руху, що проводяться в Інституті електродинаміки НАН України. Представлено структури спеціалізованих безконтактних магнітоелектричних двигунів з пружним магнітним зв'язком між статором та ротором. Наведено приклад структурної оптимізації двигуна. Описано електромеханічні характеристики двигунів зворотно-обертального руху та запропоновано критерії ефективності їхньої роботи. Наведено приклад формування функціональних залежностей для керування двигуном у розімкненій системі. Представлено структури системи автоматичного керування амплітудою кута коливань ротора та обмеження струму статора, а також системи векторного керування струмом допоміжної обмотки задля активної компенсації реактивних знакозмінних моментів основного ротора з виконавчим елементом. Наведено приклади розрахунку перехідних процесів основних параметрів двигуна. Бібл. 11, рис. 9.

Ключові слова: безконтактний магнітоелектричний двигун, зворотно-обертальний рух, система керування, несуча частота.

Надійшла 28.12.2020

Остаточний варіант 11.02.2021

INFLUENCE OF AN EXCITATION SOURCE ON THE POWER INDICATORS OF A LINEAR PULSE ELECTROMECHANICAL CONVERTER OF INDUCTION TYPE

V.F. Bolyukh^{1*}, I.S. Shchukin^{2**}

¹ National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute",
st. Kirpicheva, 2, Kharkov, 61002, Ukraine,

e-mail: vfolyukh@gmail.com

² Company «Firm "TETRA, LTD",

st. Gudanova, 18, Kharkiv, 61024, Ukraine,

e-mail: tech@tetra.kharkiv.com

The purpose of the article is to evaluate the efficiency of an induction-type linear pulse electromechanical converter (LPEC) when operating in shock-power mode and excitation from an alternating voltage source (AVS) in comparison with excitation from a capacitive energy storage (CES). A mathematical model of an induction-type LPEC has been developed both when excited by a unipolar pulse from a CES and from an AVS using lumped parameters of the windings, which takes into account the interrelated electromagnetic, mechanical and thermal processes. It has been found that when the LPEC is excited from the AVS with a voltage frequency of 50 Hz, the electrodynamic force takes on a periodic decaying character with a significant prevalence of positive components of forces over negative ones. The maximum value of the force is much less, and the value of its impulse is much greater than in the LPEC, excited from the CES. With an increase in the frequency of the AVS voltage from 50 to 150 Hz, the highest value of the current density of the inductor winding decreases, and in the armature winding it increases. The greatest values of force and impulse of force are realized at a voltage frequency of 150 Hz. With an increase in the AVS frequency, the relative indicator of the efficiency of the LPEC increases. References 15, figures 4.

Key words: linear pulse electromechanical converter of induction type, mathematical model, alternating voltage source, capacitive energy storage, electromechanical processes and power indicators.

Introduction. Linear pulse electromechanical converters (LPEC), designed to create powerful force pulses on the target, are used in many branches of science, engineering and technology as shock-power devices. In construction, electromagnetic hammers and perforators are used, in the mining industry – cutters for crushing oversized objects and shock vibrators [1], in geological exploration – vibration-seismic sources, in mechanical engineering – hammers with a large range of impact energy [2] and devices for electrodynamic processing of welded compounds [3], in the chemical industry – magnetic-pulse presses for ceramic powders [4, 5], in the biomedical industry – vibrating mixers, in technological equipment – impact devices for cleaning process containers from the adhesion of bulk materials, in the electronics industry – devices for testing critical equipment for shock loads, etc. [6].

The most widely used LPEC of induction type of coaxial configuration [7, 8]. Capacitive energy storage (CES) with electronic devices that provide polar current in the inductor winding are mainly used as an excitation source for such converters [9]. However, such sources, as a rule, are charged to high voltage, which requires special equipment and increased safety measures for the service personnel. The duration of the force impact on the object is insignificant and is limited by the discharge time of the CES, which is undesirable for a number of technological operations [10]. Due to the significant value of the shock power impulse in the device, there is a significant return to the inductor winding, which reduces the efficiency and reliability of the shock device [11].

To increase the LPEC performance, various technical solutions were used, for example, an external ferromagnetic or electromagnetic screen [12, 13]. One of the ways to reduce these disadvantages is to change the shape of the current pulse using the electronic system of the excitation source [9]. At one time, for the excitation of an induction-type LPEC, an alternating voltage source (AVS) of increased frequency was considered [14]. However, such studies concerned the LPEC, operating as an electromechanical accelerator, when the time of effective interaction of the accelerated armature winding with the inductor winding is insignificant. When the LPEC operates in a shock-power mode with a small displacement of the actuator between the windings of the inductor and the armature, a strong magnetic connection is maintained during the working process. This allows you to increase the time of force impact on the object. But the question arises about the effectiveness of the force effect developed by the LPEC when it is excited from the AVS and the justification of the frequency of its voltage.

The purpose of the article is to evaluate the efficiency of the induction-type LPEC when operating in the shock-force mode and excitation from the AVS in comparison with the excitation from the CES.

Mathematical model of LPEC. Consider an induction-type LPEC with a small displacement of the armature winding, interconnected with the actuator, in which the magnetic coupling between the windings changes slightly during the excitation of the inductor winding both from the CES and from the AVS of increased frequency. In the mathematical model of the LPEC, we use the lumped parameters of the fixed inductor winding and the movable armature winding, as used in [15]. To take into account the interrelated electrical, magnetic, mechanical and thermal processes in the LPEC, as well as a number of nonlinear dependences, for example, the resistance of the windings on temperature, the solutions of the equations describing these processes will be presented in a recurrent form. To calculate the indicators and time characteristics of the LPEC, we use a numerical-analytical algorithm of cyclic action. For this, the workflow is divided into a number of numerically small time intervals $\Delta t = t_{k+1} - t_k$, within which all values are considered unchanged. At each k -th cycle, using the parameters calculated at the time instant t_k as the initial values, the parameters are calculated at the time instant t_{k+1} . To determine the currents over the time interval Δt , we use linear equations with unchanged parameter values. We choose a small value of the calculated step Δt so that it does not have a significant effect on the calculation results on a computer, while ensuring the required accuracy.

We neglect the resistance of connecting wires and auxiliary equipment. We assume a strictly axial arrangement of multi-turn disk windings and axial movement of the armature winding with a significant mechanical load. We assume that there is no movement (recoil) of the inductor winding.

The change in the spatial position of the actuator is taken into account by the change in flux linkage Ψ between the windings of the inductor and the armature:

$$\frac{d\Psi}{dt} = M_{12}(z) \frac{di_n}{dt} + v_z(t) \cdot i_n \frac{dM_{12}}{dz}, \quad (1)$$

where $n=1, 2$ are the indices of the inductor and armature windings, respectively; $M_{12}(z)$ is the mutual inductance between the windings; v_z is the speed of movement of the armature winding along the z axis; i_n is the current of the n -th winding.

Mathematical model of electromagnetic processes when LPEC excited from the CES. We will consider the excitation of the LPEC from the CES with a polar pulse, which is provided by a shunt reverse diode. We assume its resistance in the forward direction is negligible, and in the opposite direction, its conductivity is just as low.

Based on equation (1), the electromagnetic processes in the LPEC windings on the time interval $\{0, t_1\}$ can be described by a system of equations [11]:

$$R_1(T_1)i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_0} \int_0^t i_1 dt + M_{12}(z) \frac{di_2}{dt} + v_z(t) i_2 \frac{dM_{12}}{dz} = 0, \quad \frac{1}{C_0} \int_0^t i_1 dt = U_0, \quad (2)$$

$$R_2(T_2) \cdot i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{21}(z) \frac{di_1}{dt} + i_1 v(t) \frac{dM_{21}}{dz} = 0, \quad (3)$$

where t_1 is the time at which the voltage of the CES $u_c=0$; R_n, L_n, T_n are the active resistance, inductance, temperature and current of the n -th winding, respectively; C_0 is the capacity of the CES charged to a voltage U_0 .

Let's introduce the notation: $R_1 = R_1(T_1)$; $R_2 = R_2(T_2)$; $M = M_{12} = M_{21}(z)$; $v_z = v_z(t)$.

The system of equations (2), (3) after a series of transformations is reduced to the equation:

$$a_3 \frac{d^3 i_1}{dt^3} + a_2 \frac{d^2 i_1}{dt^2} + a_1 \frac{di_1}{dt} + a_0 i_1 = 0, \quad (4)$$

where $a_3 = L_1 L_2 (1 - K_M^2)$; $a_2 = L_1 R_2 + L_2 R_1 - 2\zeta M$; $\zeta = v_z \frac{dM}{dz}$; $a_1 = R_1 R_2 + L_2 C_0^{-1} - \zeta^2$; $a_0 = R_2 C_0^{-1}$; $K_M = M(L_1 L_2)^{-0.5}$ is the coefficient of magnetic coupling between windings.

The characteristic equation of the differential equation (4) is represented as:

$$x^3 + \chi x^2 + \xi x + \kappa = 0, \quad (5)$$

where $\chi = a_2/a_3$; $\xi = a_1/a_3$; $\kappa = a_0/a_3$.

Using the replacement $y = x + \chi/3$, equation (5) is reduced to the form:

$$y^3 + \varpi y + \upsilon = 0, \quad (6)$$

where $\varpi = \xi - \chi^2/3$; $\upsilon = 2(\chi/3)^3 - \chi\xi/3 + \kappa$.

The roots of equation (6) are found using the Cardano formula:

$$y_1 = \vartheta + \nu; \quad y_2 = \varepsilon_1 \vartheta + \varepsilon_2 \nu; \quad y_3 = \varepsilon_2 \vartheta + \varepsilon_1 \nu, \quad (7)$$

where $\vartheta = \sqrt[3]{D^{0.5} - 0.5\nu}$; $\nu = \sqrt[3]{-D^{0.5} - 0.5\nu}$; $\varepsilon_{1,2} = 0.5(-1 \pm j\sqrt{3})$; $D = (\varpi/3)^3 + (\upsilon/2)^2$ is the discriminant of an equation (6).

If $D < 0$, then cubic equation (6) has three real roots:

$$y_p = 2\sqrt[3]{-\varpi^3/27} \cos \left[\frac{1}{3} \arccos \left(-\frac{\upsilon}{2\sqrt[3]{-\varpi^3/27}} \right) + \frac{2}{3} \pi(p-1) \right], \quad p=1, 2, 3. \quad (8)$$

After a series of transformations, we obtain an expression for the currents in the LPEC windings when excited from the CES:

$$i_n(t_{k+1}) = \delta^{-1} \left\{ \left[i_n(t_k) - \frac{i_m(t_k)\zeta^2}{R_1 R_2} \right] (\alpha_1 \beta_2 \beta_3 + \alpha_2 \beta_1 \beta_3 + \alpha_3 \beta_1 \beta_2) + \left(\Omega_n - \frac{\Omega_m \zeta}{R_n} \right) [\alpha_1 (\beta_2 + \beta_3) + \alpha_2 (\beta_1 + \beta_3) + \alpha_3 (\beta_1 + \beta_2)] + \left(\Lambda_n - \frac{\Lambda_m \zeta}{R_n} \right) (\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3) \right\} \left[1 - \frac{\zeta^2}{R_1 R_2} \right]^{-1}, \quad (9)$$

where $m=1, 2$ at $n=2, 1$; $\delta = \beta_1 \beta_2 (\beta_2 - \beta_1) + \beta_1 \beta_3 (\beta_1 - \beta_3) + \beta_2 \beta_3 (\beta_3 - \beta_2)$; $\Omega_n = B_n + B_m \zeta R_n^{-1}$; $\Delta t = t_{k+1} - t_k$;

$\Lambda_n = E_n + E_m \zeta R_n^{-1}$; $\alpha_1 = (\beta_3 - \beta_2) \exp(\beta_1 \Delta t)$; $\alpha_2 = (\beta_1 - \beta_3) \exp(\beta_2 \Delta t)$; $\alpha_3 = (\beta_2 - \beta_1) \exp(\beta_3 \Delta t)$;

$\beta_p = \left\{ 2(a_2^2 - 3a_1 a_3)^{0.5} \cos[2\pi(p-1)/3 + \phi] - a_2 \right\} / 3a_3$; $\phi = \arccos \left[(a_2^2 - 3a_1 a_3)^{-1.5} (4.5a_1 a_2 a_3 - a_2^3 - 13.5a_0 a_3^2) \right]$;

$\gamma_1 = L_2$; $\gamma_2 = -M_{12}$; $B_n = \upsilon^{-1} [i_n(t_k)(M_{12}\zeta - R_n L_m) + i_m(t_k)(R_m M_{12} - L_m \zeta) - \gamma_k u_c(t_k)]$;

$E_1 = a_3^{-2} \left\{ i_1(t_k) \left[R_1 (R_2 M_{12}^2 + R_1 L_2^2 - C_0^{-1} L_2 \upsilon) - M_{12} \zeta (\tau + 2R_1 L_2) + \zeta^2 (L_1 L_2 + M_{12}^2) \right] + i_2(t_k) \times \right.$

$\left. \times \left[(L_2 \tau + 2R_2 M_{12}^2) \zeta - M_{12} R_2 \tau - M_{12} L_2 \zeta^2 \right] + u_c(t_k) (R_2 M_{12}^2 + L_2^2 R_1 - 2L_2 M_{12} \zeta) \right\}$;

$E_2 = a_3^{-2} \left\{ i_1(t_k) \left[M_{12} (C_0^{-1} a_3 - R_1 \tau) + \zeta (2R_1 M_{12}^2 + L_1 \tau) - 2\zeta^2 L_1 M_{12} \right] + i_2(t_k) \left[R_2 (R_1 M_{12}^2 + R_2 L_1^2) - \right. \right.$

$\left. - M_{12} \zeta (2L_1 R_2 + \tau) + (L_1 L_2 + M_{12}^2) \zeta^2 \right] + u_c(t_k) \left[\zeta (L_1 L_2 + M_{12}^2) - M_{12} \tau \right] \right\}$,

where $u_c(t_k)$ is the CES voltage at time t_k ; $\tau = a_2 + 2M\zeta$.

If the discriminant of the characteristic equation (6) $D > 0$, then one of its roots is real $x_1 = d$, and the other two are complex conjugate $x_{2,3} = f \pm jg$. After a series of transformations, we obtain an expression for the currents in the windings:

$$i_n(t_{k+1}) = (\zeta_n - R_n^{-1} \zeta_m \zeta) (1 - \zeta^2 R_1^{-1} R_2^{-1})^{-1}, \quad (10)$$

where $\zeta_n = g^{-1} [g^2 + (f-d)^2]^{-1} \left\{ g \cdot \exp(d\Delta t) [(g^2 + f^2) \Theta_n - 2f\Omega_n + \Lambda_n] + \exp(f\Delta t) \{ \sin(g\Delta t) d(f^2 - g^2 - fd) \Theta_n + \right.$

$\left. + (g^2 + d^2 - f^2) \Theta_n + (f-d)\Lambda_n \right\} + g \cdot \cos(g\Delta t) [d(d-2f)\Theta_n + 2f\Omega_n - \Lambda_n]$ }; $\Theta_n = i_n(t_k) + i_m(t_k) R_n^{-1} \zeta$.

Electromagnetic processes in the LPEC in the time interval $\{t_1, \infty\}$ are described by a system of equations:

$$R_n(T_n) i_n(t) + L_n \frac{di_n}{dt} + M_{nm}(z) \frac{di_m}{dt} + i_m(t) \zeta = 0. \quad (11)$$

After a series of transformations, this system is reduced to the equation:

$$(1 - K_M^2) \frac{d^2 i_1}{dt^2} + (\gamma_1 + \gamma_2 - 2\xi_1 \chi_2) \frac{di_1}{dt} + (\gamma_1 \gamma_2 - \chi_1 \chi_2) i_1 = 0, \quad (12)$$

where $\gamma_n = R_n L_n^{-1}$; $\xi_n = M L_n^{-1}$; $\chi_n = \zeta L_n^{-1}$.

Expressions for the currents in the LPEC windings when excited from the CES in the time interval $\{t_1, \infty\}$ are finally described by the recurrence relations:

$$i_n(t_{k+1}) = \left\{ i_n(t_k) \left[x_1 \exp(x_2 \Delta t) - x_2 \exp(x_1 \Delta t) \right] (\exp(x_1 \Delta t) - \exp(x_2 \Delta t)) (1 - K_M^2)^{-1} \times \right. \\ \left. \times \left[i_n(t_k) (\xi_n \chi_m - \gamma_n) + i_m(t_k) (\gamma_m \xi_n - \chi_n) \right] \right\} (x_1 - x_2)^{-1}, \quad (13)$$

where $x_{1,2} = (1 - K_M^2)^{-1} \left\{ \xi_1 \chi_2 - 0,5 \cdot (\gamma_1 + \gamma_2) \pm \left[0,5(\gamma_1 + \gamma_2) - \xi_1 \chi_2 \right]^2 + (K_M^2 - 1)(\gamma_1 \gamma_2 - \chi_1 \chi_2) \right\}^{0,5}$.

Mathematical model of the electromagnetic processes of the LPEC when excited from the AVS.

Electromagnetic processes in the LPEC windings when excited from the AVS can be described by a system of equations:

$$R_1(T_1)i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{12}(z) \frac{di_2}{dt} + i_2 \zeta = u(t), \quad (14)$$

$$R_2(T_2)i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{21}(z) \frac{di_1}{dt} + i_1 \zeta = 0, \quad (15)$$

where $u(t) = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$ is the AVS voltage; R_n, L_n, T_n are the active resistance, inductance, temperature and current of the n -th winding, respectively; $\omega = 2\pi\nu$; ν is the frequency of the AVS voltage; ψ_u is the initial voltage phase.

Let's introduce the notation: $u = u(t)$.

We will find solutions for currents in the form:

$$i_1 = uR_1^{-1} - i_2R_1^{-1}\zeta + A_{11} \exp(\alpha_1 t) + A_{12} \exp(\alpha_2 t), \quad (16)$$

$$i_2 = -i_1R_1^{-1}\zeta + A_{21} \exp(\alpha_1 t) + A_{22} \exp(\alpha_2 t), \quad (17)$$

where $\alpha_{1,2} = -0,5a_2a_3^{-1} \pm \left\{ 0,25a_2^2a_3^{-2} - [R_1R_2 - \zeta^2]a_3^{-1} \right\}$ are the roots of the characteristic equation for the free component described by the differential equation:

$$a_3 \frac{d^2 i_1}{dt^2} + a_2 \frac{di_1}{dt} + (R_1R_2 - \zeta^2)i_1 = 0, \quad (18)$$

$A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}$ are the arbitrary constants determined at time t_k for free components of currents, equal to

$$A_{1l} = \frac{\alpha_m [i_2(t_k)\zeta R_1^{-1} - u(t_k)R_1^{-1} + i_1(t_k)] - \Xi}{(\alpha_m - \alpha_l) \exp(\alpha_l t_k)}; \quad (19)$$

$$A_{2l} = \frac{\alpha_m [i_2(t_k) + i_1(t_k)\xi R_2^{-1}] - \mathfrak{t}}{(\alpha_m - \alpha_l) \exp(\alpha_l t_k)}, \quad (20)$$

where $l=1, 2; m=3-l; \Xi = L_1^{-1}(1 - K_M^2)^{-1} \{ u(t_k) + i_1(t_k)(ML_2^{-1}\zeta - R_1) + i_2(t_k)(MR_2L_2^{-1} - \zeta) \};$

$\mathfrak{t} = L_2^{-1}(1 - K_M^2)^{-1} \{ i_2(t_k)(ML_1^{-1}\zeta - R_2) - u(t_k)ML_1^{-1} + i_1(t_k)(MR_1L_1^{-1} - \zeta) \}.$

In the final form, the currents in the LPEC windings when excited from the AVS are described by the expressions:

$$i_1(t_{k+1}) = -\frac{i_2(t_k)\zeta}{R_1} + [u(t_k) - R_1i_1(t_k) - i_2(t_k)\zeta] \frac{\alpha_1 \exp(\alpha_2 \Delta t) - \alpha_2 \exp(\alpha_1 \Delta t)}{R_1(\alpha_2 - \alpha_1)} + \frac{u(t_k)}{R_1} + \\ + \frac{\exp(\alpha_2 \Delta t) - \exp(\alpha_1 \Delta t)}{L_1L_2(\alpha_2 - \alpha_1)(1 - K_M^2)} \{ u(t_k)L_2 + [M\zeta - R_1L_2]i_1(t_k) + [R_2M - L_2\zeta]i_2(t_k) \} \quad (21)$$

$$i_2(t_{k+1}) = -\frac{i_1(t_k)\zeta}{R_2} + \left[i_2(t_k) + \frac{i_1(t_k)\zeta}{R_2} \right] \frac{\alpha_2 \exp(\alpha_1 \Delta t) - \alpha_1 \exp(\alpha_2 \Delta t)}{\alpha_2 - \alpha_1} + \frac{\exp(\alpha_2 \Delta t) - \exp(\alpha_1 \Delta t)}{L_1L_2(\alpha_2 - \alpha_1)(1 - K_M^2)} \times \\ \times \{ i_1(t_k)[R_1M - L_1\zeta] - u(t_k)M + i_2(t_k)[M\zeta - R_2L_1] \} \quad (22)$$

where $u(t_k) = U_m \sin(\omega t_k + \psi_u)$.

The magnitude of displacement of the armature winding with an actuator of mass m_a relative to the stationary inductor winding is described by the recurrence relations presented in [13]. The temperatures of the LPEC windings are described by the recurrence relations presented in [12].

When implementing the equations describing electrical, magnetic, mechanical and thermal processes on computer technology, a cyclic algorithm is used. At each numerically small calculated step Δt , the values

of the currents i_n , temperatures T_n , resistances $R_n(T_n)$ of the windings, the thermal conductivity coefficient of the insulating pad between the windings $\lambda_d(T)$ are sequentially calculated; values of axial electrodynamic force $f_z(z,t)$, speed v_z and displacement h_z of the armature winding, mutual inductance $M(z)$ between the windings.

Initial conditions of the mathematical model: $T_n(0)=T_0$ is the temperature of the n -th winding; $i_n(0)=0$ is the current of the n -th winding; $h_z(0)=h_{z0}$ is the distance between the windings; $u_c(0)=U_0$ is the CES charge voltage; $u(0)=U_m \sin \psi_u$ is the AVS voltage; $v_z(0)=0$ is the armature winding speed.

The efficiency of the LPEC will be estimated by the highest values of the pulse of the electrodynamic force $P_z = \int f_z(z,t)dt$, where $f_z(z,t) = i_1(t)i_2(t) \frac{dM_{12}}{dz}(z)$ is the instantaneous value of the electrodynamic force acting on the armature winding and the efficiency indicator $K_p = P_z/W_g$, where W_g is the excitation source energy; $W_g = 0.5C_0U_0^2$ is the CES energy; $W_g = \int_0^{t_s} u(t)i_1(t)dt$ is the AVS energy during excitation t_s . In this case, the temperature rise of the windings $\theta_n=T_n-T_0$ should be minimal.

Consider a LPEC, in which the inductor winding ($n=1$) and the armature winding ($n=2$) are tightly wound with a copper wire with a diameter of $d_0=1.4$ mm. The windings are made with the same radial dimensions: outer diameter $D_{1ex}=D_{2ex}=100$ mm, inner diameter $D_{1in}=D_{2in}=10$ mm. Axial heights of the inductor windings $H_1=6$ mm and armature $H_2=3$ mm. The number of turns of the windings of the inductor $w_1=120$ and the armature $w_2=60$. The windings are made in the form of monolithic discs by impregnation and subsequent hardening of epoxy resin. The windings are installed coaxially and the initial distance between them is $h_{z0}=0.5$ mm. The mass of the actuator, which is affected by the armature winding, is $m_a=100$ kg. The coefficient of elasticity of the return spring is $K_p=25$ 25 kN/m. The amplitude of the AVS voltage is $U_m=300$ V, and its frequency ν can vary from 50 to 250 Hz.

The CES contains a reverse diode that provides a polar excitation current in the inductor winding, and has the following parameters: capacitance $C_0=5$ mF, voltage $U_0=500$ V. Similar parameters of the CES are used in the technology of electrodynamic treatment of welded joints [3] and in magnetic-pulse presses for powders ceramics [5].

The CES contains a reverse diode that provides a polar excitation current in the inductor winding, and has the following parameters: capacitance $C_0=5$ mF, voltage $U_0=500$ V. Similar parameters of the CES are used in the technology of electrodynamic treatment of welded joints [3] and in magnetic-pulse presses for powders ceramics [5].

Electromechanical indicators of MIEP with excitation from the CES. When the LPEC is excited from the CES with a capacity of $C_0=5$ mF, its voltage u_c decreases to zero at the time $t=3.38$ ms, remaining this way in the future (Fig. 1). The discharge current in the inductor winding with density j_1 has the form of a polar pulse with a maximum value of $j_{1m}=571$ A/mm². At the initial moment of time, the current induced in the armature winding with a density j_2 with respect to the inductor current has the opposite polarity, but after a certain time ($t=2.43$ ms) it changes polarity. The maximum value of the current density in the armature winding is $j_{2m}=626.7$ A/mm². The electrodynamic force f_z , acting on the armature winding has the form of a damped pulse, with an initial prevailing positive (repulsive) component until the time $t=2.43$ ms and a subsequent insignificant negative (attractive) component. The maximum value of the repulsive force acting on

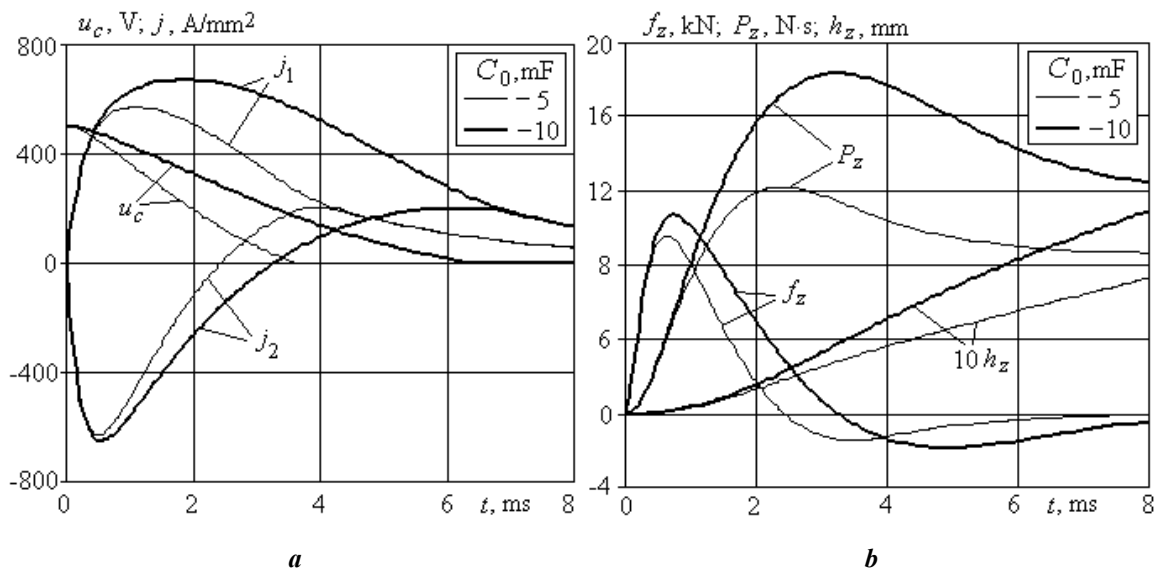


Fig. 1

the armature winding is $f_{zm}=9.55$ kN. Due to the indicated nature of the change in the force f_z , the magnitude of the pulse of the electrodynamic force, reaching the maximum value $P_z=12.17$ N·s, by the end of the considered time interval $t=8$ ms decreases to the value $P_z=8.63$ N·s. In this case, the temperature rises of the inductor and armature windings are $\theta_1=3.1$ °C and $\theta_2=1.7$ °C, respectively.

Since the duration of the power effect of the LPEC is insignificant ($t=2.43$ ms), to increase it, the capacity of the CES can be increased. However, with an increase in the energy of the CES by two times due to the use of a capacitance $C_0=10$ mF, an increase in the main indicators of the LPEC does not occur to the same extent. The time interval at which the voltage $u_c=0$ increases by 75%. The maximum value of the current in the inductor winding increases by 17.1%, and the corresponding value in the armature winding practically does not change (increases by 1.3%). The maximum repulsive force f_{zm} also increases slightly (by 11.4%). But the maximum value of the force impulse P_z increases significantly (by 50.3%). The disadvantages of a twofold increase in the capacity of the CES include a significant (2.15 times) increase in the temperature rise of the inductor winding θ_1 . In this case, the temperature rise of the armature winding θ_2 increases by only 31.5%. The relative indicator of the efficiency of this converter $K_p^* = K_p / K_{pC}$, where K_{pC} is the indicator of the efficiency of the basic LPEC, excited from the CES with $C_0=5$ mF, decreases and is $K_p^*=0.719$.

Thus, an increase in the capacity of the CES makes it possible to increase the duration and magnitude of the pulse of the electrodynamic force. However, the power indicators and the duration of such an impact increase to a lesser extent than the capacity of the CES increases. In addition, with such an excitation of the LPEC, it is necessary to take into account that the maximum value of the electrodynamic force is significant, which is undesirable for a number of technical devices, for example, due to strong recoil or the formation of an inhomogeneous density of ceramic powder in an induction-dynamic press.

Electromechanical indicators of LPEC under excitation from AVS. A significant increase in the duration and magnitude of the electrodynamic force with a decrease in its maximum value allows the use of AVS to excite the LPEC. In Fig. 2 shows the electromechanical characteristics of the LPEC when excited from the AVS with a voltage frequency $\nu=50$ Hz. With this excitation, the current in the inductor winding takes on a periodic character with a phase shift with respect to the voltage u . The greatest value of the current occurs in the first half-period, subsequently reaching a constant value. The maximum current density in the inductor winding is $j_{1m}=683.6$ A/mm², which is more than in the basic LPEC with CES $C_0=5$ mF. The induced current in the armature winding also takes on a periodic nature, changing with a phase shift close to 180°. The largest value of the current density in the armature winding occurs in the second half-period, amounting to $j_{2m}=264.1$ A/mm², which is much lower than in the base LPEC.

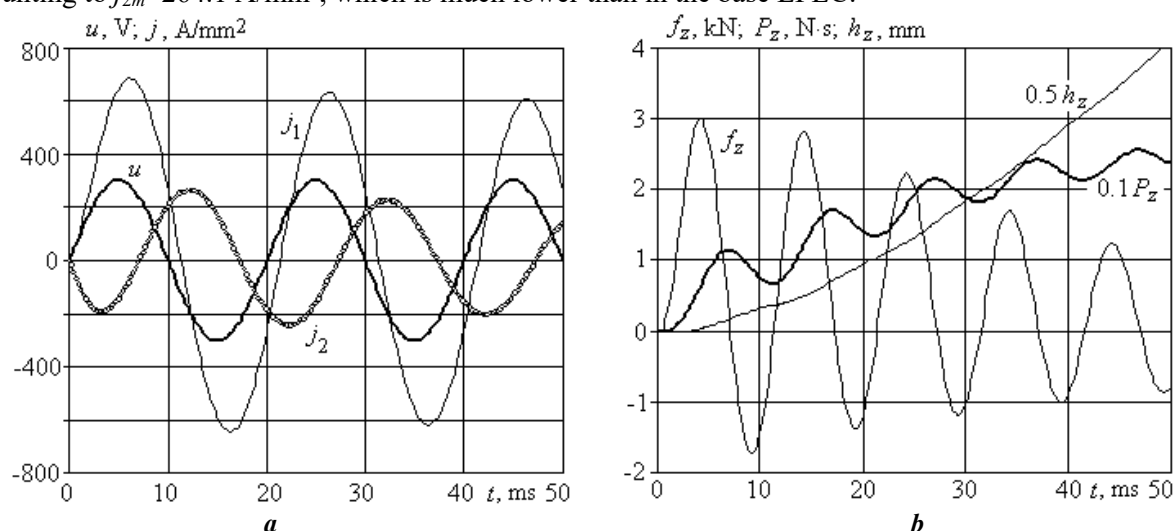


Fig. 2

Due to this nature of the change in currents in the LPEC windings, the electrodynamic force takes on a periodic decaying character with a significant prevalence of positive (repulsive) components over negative (attractive) components of the force. The maximum value of the first half-period of the repulsive force is $f_{zm}=2.98$ kN, which is much less than in the LPEC with CES. Due to the indicated nature of the change in the force f_z , the magnitude of the impulse of the electrodynamic force P_z has the character of a decelerating in-

crease with periodic decreases caused by the attracting components of the force. At the moment of time $t=50$ ms, the value of the force impulse is $P_z=2323.6$ N·s, which is much higher than in the LPEC with CES.

However, the disadvantage of excitation of LPEC from AVS is increased thermal loads. So at $t=50$ ms, the temperature rise of the windings are $\theta_1=39.2$ °C and $\theta_2=4.4$ °C. These indicators, especially in the inductor winding, are much higher than in the LPEC with CES, and they can limit the duration of the excitation process of the LPEC from the AVS.

When the LPEC is excited from the AVS of increased frequency, the electromechanical processes change significantly (Fig. 3).

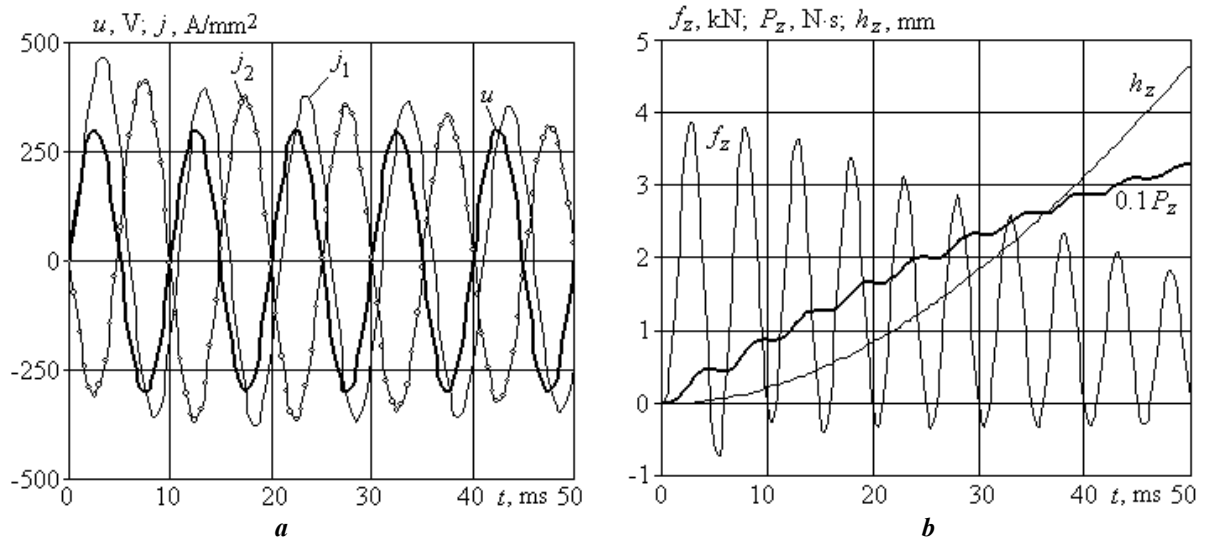


Fig. 3

When using the AVS with a voltage frequency $\nu=200$ Hz compared with a frequency $\nu=50$ Hz, the maximum value of the current density in the inductor winding decreases ($j_{1m}=460.7$ A/mm²), and the corresponding value in the armature winding increases ($j_{2m}=410.2$ A/mm²). In this case, the currents in the windings change practically in antiphase with a small phase shift, as a result of which the positive components of the electrodynamic force significantly exceed the negative ones. The largest value of the first positive component of the force increases to $f_{zm}=3.82$ kN, and the value of the force impulse at time $t=50$ ms increases to $P_z=39.5$ N·s. An advantage of the higher frequency AVS is the equalization of their temperature rises. So at $t=50$ ms, the temperature rise of the inductor winding decreases to $\theta_1=11.3$ °C, and the temperature rise of the armature winding increases to $\theta_2=8.1$ °C. Thus, with an increase in the frequency of the AVS voltage, a significant increase in the value of the force pulse occurs with a decrease in the temperature rise of the inductor winding. To estimate the effect of the frequency ν AVS on the electromechanical and thermal indicators of the LPEC allows Fig. 4.

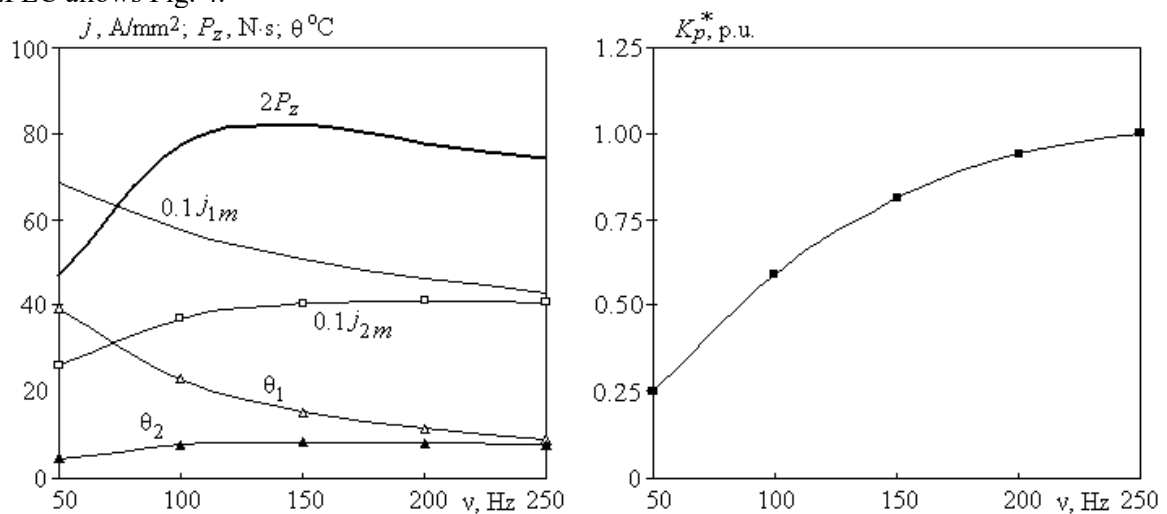


Fig. 4

With an increase in the frequency of the voltage source from 50 to 150 Hz, the highest value of the current density of the inductor winding j_{1m} decreases, the armature winding j_{2m} increases. The temperature

risers of the windings θ_1 and θ_2 take on a similar character. The magnitude of the impulse of the electrodynamic force P_z in the range of $\nu \in (50...150)$ Hz increases, taking the greatest value $P_z=40.9$ N·s, and decreases subsequently. Note that the largest value of the electrodynamic force also takes on an almost similar character, reaching $f_{zm}=3.94$ kN at a frequency of $\nu=150$ Hz. With an increase in the frequency ν of the AVS, the relative efficiency indicator $K_p^* = K_p/K_{pC}$ increases, reaching $K_p^* = 1$ at $\nu=250$ Hz.

The initial phase of the voltage at the time of connecting the LPEC to the AVS can take on a value in the range $\psi_u \in (0; 180^\circ)$. To assess the influence of the initial phase of the AVS voltage on the magnitude of the pulse of the electrodynamic force P_z , we use the relative indicator:

$$\Delta P_z = 200 \frac{P_{z\max} - P_{z\min}}{P_{z\max} + P_{z\min}}, \%$$

where $P_{z\max}$, $P_{z\min}$ are the maximum and minimum value of the force impulse P_z , respectively.

Calculations show that at $\nu=50$ Hz the relative force exponent is $\Delta P_z=13\%$, at $\nu=150$ Hz $\Delta P_z = 2\%$, and at $\nu=250$ Hz $\Delta P_z=0.6\%$. Thus, with an increase in the frequency of the AVS voltage, the influence of the initial phase of the voltage on the magnitude of the force pulse decreases.

Conclusions.

1. A mathematical model of an induction-type LPEC has been developed when excited by both a unipolar pulse from the CES and from the AVS using the lumped parameters of the windings, which takes into account the interrelated electromagnetic, mechanical and thermal processes.

2. It has been established that an increase in the capacity of the CES makes it possible to increase the duration of the force action and the magnitude of the impulse of the electrodynamic force. However, the power indicators and the duration of such an impact increase to a lesser extent than the increase in the capacity of the CES. When the LPEC is excited from the CES, the maximum value of the electrodynamic force is significant.

3. When the LPEC is excited from the AVS with a voltage frequency of 50 Hz, the currents in the windings change periodically with a phase shift close to 180° , the largest value of which occurs in the initial period. The electrodynamic force takes on a periodic decaying character with a significant prevalence of positive components of forces over negative ones. The maximum magnitude of the force is much less, and the magnitude of the impulse of the force is much greater than in the LPEC, excited from the CES. However, when excited from the AVS, the excess of the winding temperatures, especially in the inductor winding, is much higher than in the LPEC, excited from the CES.

4. With an increase in the frequency of the AVS voltage from 50 to 150 Hz, the highest value of the current density in the inductor winding decreases, and in the armature winding it increases. The highest values of the electrodynamic force $f_{zm}=3.94$ kN and its impulse $P_z=40.9$ N·s are realized at a frequency of $\nu=150$ Hz. With an increase in the frequency of the AVS voltage, the relative indicator of the efficiency of the LPEC increases. The influence of the initial voltage phase, at which the LPEC is connected to the AVS, decreases with an increase in the source frequency.

The work was done on the state budget theme "Improvement of technical systems and devices due to impulse electromechanical converters and electrophysical technologies". State Registration Number: 0117U004881. (01/01/2017 - 31/12/2018).

1. Gorodzha K.A., Podoltsev A.D., Troshchynkyi B.O. Electromagnetic processes in pulsed electrodynamic emitter to excite elastic vibrations in concrete structures. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2019. No 3. Pp. 23-28. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.03.023>. (Ukr)
2. Akarachkin S.A., Annenkov Yu.M., Ivashutenko A.S., Sivkov A.A. Radial magnetic-pulse press of combined electrodynamic and induction system. *Elektrichestvo*. 2012. No 6. Pp. 65-69. (Rus)
3. Kondratenko I.P., Zhltsov A.V., Pashchyn M.O., Vasyuk V.V. Choice of parameters of electromechanical converter of induction type for electrodynamic processing of welded joints. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2017. No 5. Pp. 83-88. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.05.083>. (Ukr)
4. Soda R., Tanaka K., Takagi K., Ozaki K. Simulation-aided development of magnetic-aligned compaction process with pulsed magnetic field. *Powder Technology*. 2018. Vol. 329. No 15. Pp. 364-370. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.powtec.2018.01.035>.
5. Bokov A.A., Boltachev G.Sh., Volkov N.B. Uniaxial compaction of nanopowders on a magnetic-pulse press. *Technical Physics Journal*. 2013. Vol. 83. Issue 10. Pp. 68-77. (Rus)

6. Niu X., Li W., Feng, J. Nonparametric modeling and parameter optimization of multistage synchronous induction coilgun. *IEEE Transactions on plasma science*. 2019. Vol. 47. No 7. Pp. 3246-3255. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2019.2918157>.
7. Puumala V. Kettunen L. Electromagnetic design of ultrafast electromechanical switches. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2015. Vol. 30. No 3. Pp. 1104–1109. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2014.2362996>.
8. Fan G., Wang Y., Xu Q., Nie Xinyi, Zhongming Yan. Design and analysis of a novel three-coil reconnection electromagnetic launcher. *IEEE Transactions on plasma science*. 2019. Vol. 47. No 1. Pp. 814-820. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2018.2874287>.
9. Bolyukh V.F., Katkov I.I. Influence of the Form of Pulse of Excitation on the Speed and Power Parameters of the Linear Pulse Electromechanical Converter of the Induction Type. *Proceedings ASME.*, Salt Lake City, Utah, USA, November 11–14, 2019. Vol. 2B: *Advanced Manufacturing*. No IMECE2019-10388, V02BT02A047, 8 p. DOI: <https://doi.org/10.1115/IMECE2019-10388>.
10. Kim J.H., Rumman M.R., Rhee C.K., Lee J.G., Hong S.-J. Fabrication and densification behavior analysis of metalizing targets using ZrO₂ nanopowders by magnetic pulsed compaction. *Materials Transactions*. 2011. Vol. 52. No 6. Pp. 1156-1162. DOI: <https://doi.org/10.2320/matertrans.M2010398>
11. Bolyukh V.F., Vinnichenko A.I. Concept of an induction-dynamic catapult for a ballistic laser gravimeter. *Measurement Techniques*. 2014. Vol. 56. Issue 10. Pp. 1098-1104. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11018-014-0337-z>.
12. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V. The influence of the parameters of a ferromagnetic shield on the efficiency of a linear induction—dynamic converter. *Russian Electrical Engineering*. 2015. Vol. 86. Issue 7. Pp. 425-431. DOI: <https://doi.org/10.3103/S1068371215070044>.
13. Bolyukh V.F., Danko V.G., Oleksenko S.V. The effect of an external shield on the efficiency of an induction-type linear-pulse electromechanical converter. *Russian Electrical Engineering*. 2018. Vol. 89. Issue 4. Pp. 275–281. DOI: <https://doi.org/10.3103/S106837121804003X>.
14. Driga M.D., Weldon W.F., Woodson H.H. Electromagnetic induction launchers. *IEEE Transaction on Magnetics*, 1986. Vol. 22. No 6. Pp. 1453-1458.
15. Lim D.K., Woo D.K., Kim I.W. Characteristic analysis and design of a Thomson coil actuator using an analytic method and a numerical method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2013. Vol. 49. No 12. Pp. 5749–5755. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2013.2272561>.

УДК 621.313.282

ВПЛИВ ДЖЕРЕЛА ЗБУДЖЕННЯ НА СИЛОВІ ПОКАЗНИКИ ЛІНІЙНОГО ІМПУЛЬСНОГО ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ІНДУКЦІЙНОГО ТИПУ

В.Ф. Болюх¹, докт. техн. наук, **І.С. Щукін²**, канд. техн. наук

¹ Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,

вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна,

e-mail: vfbolyukh@gmail.com

² ТОВ «Фірма «TETRA, LTD»,

вул. Гуданова, 18, Харків, 61024, Україна,

e-mail: tech@tetra.kharkiv.com

Метою статті є оцінка ефективності лінійного імпульсного електромеханічного перетворювача (ЛІЕП) індукційного типу під час роботи в ударно-силовому режимі і збудженні від джерела змінної напруги (ДЗН) в порівнянні зі збудженням від ємнісного накопичувача енергії (ЄНЕ). Розроблено математичну модель ЛІЕП індукційного типу як під час збудження однополярним імпульсом від ЄНЕ, так і від ДЗН з використанням зосереджених параметрів обмоток, яка враховує взаємозалежні електромагнітні, механічні та теплові процеси. Встановлено, що у разі збудження ЛІЕП від ДЗН з частотою напруги 50 Гц електродинамічна сила приймає періодичний загасаючий характер зі значним превалюванням позитивних складових сил над негативними. Максимальна величина сили значно менше, а величина її імпульсу значно більше, ніж в ЛІЕП, який збуджується від ЄНЕ. Зі збільшенням частоти напруги ДЗН від 50 до 150 Гц найбільше значення щільності струму обмотки індуктора зменшується, а в обмотці якоря підвищується. Найбільші величини сили і імпульсу сили реалізуються за частоти напруги 150 Гц. У разі збільшення частоти напруги ДЗН відносний показник ефективності ЛІЕП підвищується. Бібл. 15, рис. 4.

Ключові слова: лінійний імпульсний електромеханічний перетворювач індукційного типу, математична модель, джерело змінної напруги, ємнісний накопичувач енергії, електромеханічні процеси і силові показники.

Надійшла: 11.01.2021

Остаточний варіант 04.02.2021

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ КЕРУВАННЯ РЕЖИМАМИ РОЗПОДІЛЬНИХ МЕРЕЖ ЗА УМОВ ЗАСТОСУВАННЯ РОЗОСЕРЕДЖЕНИХ ДЖЕРЕЛ ГЕНЕРАЦІЇ ТА ЗАСОБІВ АКУМУЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

А.Ф. Жаркін^{1*}, чл.-кор. НАН України, В.О. Новський^{1**}, докт. техн. наук,
В.А. Попов^{2***}, докт. техн. наук, О.С. Ярмолук^{2****}, канд. техн. наук

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: zharkin@ied.org.ua, novsky@ied.org.ua

² НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,

e-mail: tig@ukr.net, yarmolyuk.lena@gmail.com

Запропоновано нові технологічні рішення, які дають змогу забезпечити ефективне зниження втрат електричної енергії у розподільних мережах з локальними джерелами генерації й акумулювання енергії за рахунок можливості динамічного керування конфігурацією мережі. Обґрунтовано умови раціонального використання дистанційно керованих комутаційних апаратів і розроблено алгоритм керування їхньою роботою. Продемонстровано можливість використання пристроїв силової електроніки та запропоновано підхід до їхнього застосування з метою формування оптимальних потоків активної та реактивної потужностей у контурі розподільної мережі, що забезпечують мінімум втрат електричної енергії. Бібл. 9, рис. 3.

Ключові слова: розосереджена генерація, втрати електричної енергії, дистанційно керовані комутаційні апарати, силова електроніка.

Вступ. Одна з основних задач, яку доводиться вирішувати в процесі експлуатації всіх електричних мереж, що працюють з розімкненою топологією, перш за все, розподільних мереж, побудованих за «петлевою» схемою, пов'язана з вибором оптимальних точок їхнього розімкнення. Адекватне рішення цієї задачі дає можливість знизити втрати потужності й електроенергії у подібних мережах у значно більшій мірі, ніж впровадження будь-якого іншого організаційного заходу.

Розподільні мережі традиційно експлуатуються як розімкнуті, що дає змогу використовувати прості та не дуже дорогі системи релейного захисту, які забезпечують швидку ізоляцію пошкоджених елементів і відновлення електропостачання. При цьому тут в абсолютній більшості випадків використовувалися комутаційні апарати з ручним керуванням. У зв'язку з цим практично у всіх наявних дослідженнях питання вибору оптимальних місць розімкнення розглядалися як завдання середньострокового планування. Так звані нормальні схеми розподільних мереж формувалися двічі на рік і підтримувалися незмінними у межах умовно осінньо-зимового та весняно-літнього сезонів.

За останні роки у світовій електроенергетиці відбулися дуже великі зміни, у першу чергу, пов'язані з появою в їхньої структурі розосереджених джерел генерації й засобів акумулювання енергії, що в значній мірі стосувалися і системи розподілу електричної енергії. При цьому в більшості випадків (особливо у розподільних мережах) як розосереджена генерація виступають різні відновлювані джерела енергії, важливою особливістю яких є мінливість потужності, яку вони генерують. Це призводить до непередбачених різких змін струморозподілу різної тривалості, який вже не відповідає умовам, за яких здійснювалося визначення оптимальних місць розмикання контурів розподільних ліній. Зазначені обставини різко знижують ефективність реалізації задачі вибору оптимальних місць розімкнення під час її розгляду у традиційній постановці.

У зв'язку з цим **метою даної роботи** є обґрунтування умов доцільності впровадження та стратегії раціонального використання як дистанційно керованих комутаційних апаратів з урахуванням їхнього комутаційного ресурсу, так і засобів силової електроніки для формування «м'яких» точок розімкнення контурів розподільної мережі, задля ефективного зниження втрат електричної енергії за рахунок оперативного реагування на зміни електричного навантаження та/або режимів генерації й акумулювання енергії за наявності розосереджених джерел її генерації та акумулюючих засобів.

© Жаркін А.Ф., Новський В.О., Попов В.А., Ярмолук О.С., 2021

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0001-5996-0901>; ** <https://orcid.org/0000-0003-3857-7027>;

*** <https://orcid.org/0000-0003-3484-4597>; **** <https://orcid.org/0000-0001-8571-2573>

Застосування дистанційно керованих комутаційних апаратів. Одним із можливих шляхів досягнення поставленої мети може бути поетапна заміна комутаційних апаратів (КА) з ручним керуванням на автоматичні або дистанційно керовані, що дасть змогу оперативно змінювати топологію мереж і балансувати навантаження [1].

Однак при цьому необхідно враховувати високу вартість як самого комутаційного обладнання, так і витрати на створення необхідної для його роботи інформаційної інфраструктури та каналів телекерування; обмежений комутаційний ресурс таких вимикачів, який зазвичай не перевищує 20 000 спрацьовувань за їхній життєвий цикл; перехідні процеси, що відбуваються при комутації і пов'язані з цим можливі перенапруги, що може обмежити частоту виконання комутаційних операцій [2].

З огляду на наведені фактори, у даний час мова може йти тільки про застосування зазначених КА в окремих розподільних лініях, де вони зможуть забезпечити найбільшу ефективність. У зв'язку з цим у роботі не розглядається задача оптимального розміщення дистанційно керованих КА, а акцент зроблено на визначенні стратегії найбільш раціонального їхнього використання у процесі реалізації наступних етапів її виконання.

1. Визначається ряд контурів розподільних мереж, в яких було б доцільним встановити дистанційно керовані комутаційні апарати. Основним критерієм є добова неоднорідність потоків потужності на окремих ділянках контуру, яка визначається або безпосередньо на основі схемотехнічних розрахунків, або на основі оцінки для окремих вузлів мережі i коефіцієнтів суміщення максимумів навантажень (генерації), які відображають відношення навантаження (потужності, що генерується) даного вузла у період часу τ , що відповідає періоду максимального сумарного навантаження лінії, до максимуму навантаження (потужності, що генерується) у даному вузлі $K_{\Sigma i} = P_{i\tau} / P_{i\max}$, або експертним шляхом, наприклад, з огляду на факт наявності в контурі альтернативних джерел енергії, наприклад, фотоелектричних станцій, графіки генерації яких не лише не стабільні, але і в більшості випадків не збігаються з характерними графіками навантаження вузлів розподільних мереж.

2. Для обраних контурів розподільної мережі по окремим періодам часу, використовуючи характерні добові графіки навантажень вузлів і генерації з боку розосереджених джерел енергії, вирішується задача вибору оптимальних місць їхнього розімкнення, виходячи з мінімізації втрат потужності. Для контурів, у яких за різних добових режимів оптимальні місця їхнього розімкнення не збігаються, визначаються вузли розміщення дистанційно керованих вимикачів.

У процесі керування режимами розподільних мереж рішення щодо доцільності зміни стану дистанційно керованих комутаційних апаратів приймається на основі показника, аналогічного запропонованому в [3], шляхом його вдосконалення задля можливості урахування джерел розосередженої генерації та засобів акумулювання енергії (рис. 1).

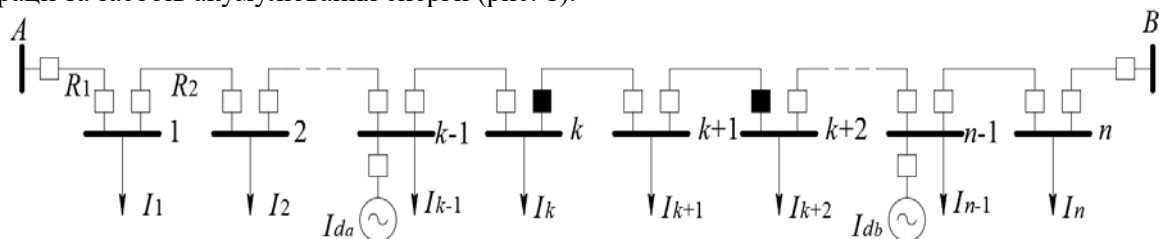


Рис. 1

Навіть не беручи до уваги зміну навантажень споживачів вузлів мережі, доцільність переміщення точки розімкнення контуру може бути викликана зміною режиму роботи джерел розосередженої генерації. Так, наприклад, доцільність перенесення місця розімкнення з ділянки $k, k+1$ на ділянку $k+1, k+2$ (тобто вправо) може бути виправдана у разі зростання потужності джерела генерації (надходження у мережу струму I_{da}), підключеного до одного з вузлів лівої частини контуру (та відповідного зменшення навантаження на частині його ділянок) або зниження вихідної потужності з боку джерела генерації (на величину струму I_{db}), підключеного до правої частини контуру (та відповідного збільшення навантаження на частині його ділянок).

Зокрема, за умови, що увімкнення/вимкнення джерел розосередженої генерації не призводить до зміни напряму потекорозподілу на ділянках контуру, відповідні залежності будуть представлено у такому вигляді:

– перемичку доцільно перемістити вліво, якщо

$$M_A - M_B + M_{d_b} - M_{d_a} > I_{\text{пер}} R_{\Sigma} / 2, \quad (1)$$

– перемичку доцільно перемістити вправо, якщо

$$M_B - M_A - M_{d_B} + M_{d_A} > I_{\text{пер}} R_{\Sigma} / 2, \quad (2)$$

де для довільного s -го вузла з джерелом розосередженої генерації $M_{ds} = I_{ds} \sum_{j \in \Pi_s} R_j$, а M_A і M_B предста-

вляють собою суму аналогічних показників, визначених із урахуванням всіх точок підключення генеруючих джерел у лівій і правій частинах контуру розподільної мережі, який розглядається,

$$M_A = \sum_{i=1}^k M_i, \quad M_B = \sum_{i=h+1}^n M_i, \quad R_{\Sigma} = \sum_{j=1}^m R_j, \quad M_i = I_i \sum_{j \in \Pi_i} R_j,$$

де n , m – відповідно кількість вузлів і ділянок у контурі; R_{Σ} – сумарний опір контуру; $I_{\text{пер}}$ – величина струмового навантаження, що переноситься з однієї «напівпетлі» контуру в іншу у процесі зміни станів комутаційних апаратів (у даному випадку $I_{\text{пер}} = I_k$); $j \in \Pi_i$ – номер ділянки мережі, який лежить на шляху живлення i -го вузла навантаження (за суттю M – це добуток навантаження (P , Q , S , I) на опір вузла мережі з зазначеним навантаженням до джерела живлення, тобто M є певним аналогом моменту).

Аналогічним чином може бути враховано наявність у контурі розподільної мережі, який розглядається, і засобів акумулювання енергії з двостороннім напрямком її передавання. Умови (1) та (2) дають можливість у процесі постійного моніторингу режиму розподільної лінії визначити зміни потокорозподілу, коли доцільно здійснити зміну стану відповідних дистанційно керованих комутаційних апаратів. Разом із тим, прийняття даного рішення вимагає додаткового аналізу.

3. Вирішується задача визначення раціональної частоти спрацьовування дистанційно керованих КА, причому в найпростішому випадку, знаючи комутаційний ресурс вимикачів і розрахунковий період проекту T , можна визначити граничну кількість їхніх спрацьовувань у межах доби. Це дає можливість під час прийняття рішень щодо доцільності реконфігурації розподільної лінії взяти до уваги не тільки факт виконання умов (1) та (2), але і тривалість Θ відповідної зміни режиму для уникнення перевищення добового ліміту комутацій.

Більш трудомісткий підхід пов'язаний із оцінкою економічної ефективності оснащення розподільної лінії дистанційно керованими КА і визначення обґрунтованої частоти їхнього спрацьовування. Зокрема, для цієї мети можна використовувати показник окупності інвестицій («ОІ»), що представляє собою відношення величини прибутку (дохід з урахуванням інвестиційних витрат) до суми інвестицій, який у даному випадку можна представити таким чином

$$OI = \frac{\sum_{t=1}^T C_e (1+i)^{-t} \sum_{\lambda=1}^{8760} (\Delta P_{\lambda 0} - \Delta P_{\lambda}) - \left[\sum_{b=1}^B (K_{bb} + K_{ib}) + \sum_{t=1}^T \sum_{b=1}^B \frac{I_b}{(1+i)^t} \right]}{\sum_{b=1}^B (K_{bb} + K_{ib}) + \sum_{t=1}^T \sum_{b=1}^B \frac{I_b}{(1+i)^t}}, \quad (3)$$

де для b -го вимикача з дистанційним керуванням: K_{bb} – витрати на його придбання та встановлення; K_{ib} – витрати на інформаційну інфраструктуру; I_b – експлуатаційні витрати; B – кількість дистанційно керованих вимикачів; i – індекс інфляції; C_e – вартість втрат електричної енергії; $\Delta P_{\lambda 0}$ – втрати потужності у період часу λ за початковою конфігурацією мережі; ΔP_{λ} – втрати потужності у період часу λ у мережі після встановлення у ній дистанційно керованих комутаційних апаратів.

Показник «ОІ» в даному випадку використаний для обґрунтування місць розміщення і режимів роботи дистанційно керованих КА, життєвий цикл (в даному випадку він і є розрахунковим періодом T) яких визначається комутаційним ресурсом і залежить від інтенсивності їхнього використання. Очевидно, що це може дозволити прийняти правильне рішення під час порівняння варіантів використання дистанційно керованих КА, зокрема, в процесі порівняльної оцінки варіантів раціонального розміщення даних КА в різних контурах мережі. За суттю показник «ОІ» є універсальним – він «працює» за наявності як економічного ефекту, так і в разі відсутності прибутку при використанні зазначених КА. Застосування більш традиційних показників типу «терміну окупності» або дисконтованих витрат істотно звужить можливість порівняння варіантів, які представляють саме практичний інтерес. При цьому слід зазначити, що не завжди застосування нових перспективних технічних рішень може бути виправдане з економічної точки зору, тобто у цих випадках показник терміну окупності не «працює». У подібних ситуаціях (виходячи з досвіду багатьох країн) рішення приймається директивне з метою початку реалізації перспективних інноваційних проектів, тобто у таких випадках (коли

інвестиції не окупаються) величина «ОІ» може приймати негативні значення. У будь-якому випадку, чим більше значення цього показника, тим більш привабливим є той чи інший варіант, наприклад, (-0,4) більше ніж (-0,6) – це в разі відсутності прибутку від реалізації проекту або 0,6 більше ніж 0,4 – за наявності прибутку).

Необхідно зазначити, що реалізація даного етапу виконання цієї стратегії вимагає знання прогнозних значень потужностей навантажень і джерел розосередженої генерації. На підставі цих даних із заданим інтервалом дискретності обчислюються прогнозні значення параметрів $M_A, M_B, M_{d_A}, M_{d_B}, I_{пер}$. Якщо для прогнозних значень перерахованих параметрів умова (1) або (2) не виконується, то ніяких дій з комутаційними апаратами не проводиться. У разі задоволення однієї з зазначених умов, продовжується процес прогнозування значень навантажень і потужності джерел розосередженої генерації зі зростаючими інтервалами упередження. Таким чином, по суті, проводиться «сканування» попередньо визначеного інтервалу часу Θ . Якщо відповідні зміни параметрів режиму носять стабільний характер (рис. 2), то подається команда на зміну стану комутаційних апаратів.

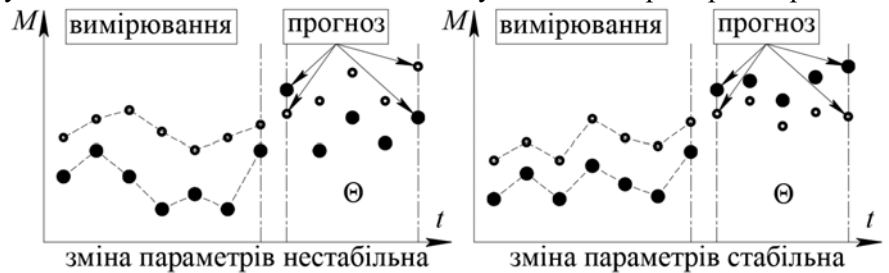


Рис. 2

Процедура прогнозування відіграє важливу роль у прийнятті рішення щодо здійснення перекомутацій у розподільній лінії, яка аналізується. У зв'язку з цим пропонується застосувати далі так званий «адаптивний» метод прогнозування необхідних параметрів, який здійснюється безперервно на підставі використання ряду різноманітних методів [4].

4. На цьому етапі зазначеної стратегії використання дистанційно керованих КА загальну структуру процедури прогнозування може бути представлено наступним чином:

$$Y_f(t+l) = \varphi_f[t, l, Y(t-ql)] \quad , \quad f = 1, \dots, F, \quad q = 1, \dots, Q.$$

Після отримання фактичного значення прогнозованого параметра оцінюється помилка прогнозу ε_f для кожного методу, який застосовувався. На наступному кроці під час оцінки доцільності зміни статусу комутаційних апаратів використовується саме та модель прогнозування φ^* , яка на попередньому кроці забезпечувала мінімальну похибку прогнозу ($\varepsilon^* = \min|\varepsilon_f|$), $f = 1, \dots, F$

$$Y^*(t+nl) = \varphi^*[t, l, Y(t-ql)], \quad n = 1, \dots, N, \quad q = 1, \dots, Q.$$

У наведених виразах φ_f – функція, яка визначає конкретний метод прогнозування; F – кількість прогнозних моделей, які використовуються; l – інтервал прогнозування; N – кількість інтервалів прогнозування ($Nl = \Theta$); Q – кількість ретроспективних вимірювань.

Таким чином, наведена вище послідовність розрахунків за етапами 1-4 стратегії оптимального використання у розподільних мережах дистанційно керованих вимикачів з урахуванням їхнього комутаційного ресурсу й особливостей режимів споживання та генерування електричної енергії дає змогу мінімізувати її втрати у зазначених мережах й, опосередковано, покращити режими напруги в них. Разом із тим, з огляду на досить великий, але все ж обмежений комутаційний ресурс і високу вартість, застосування дистанційно керованих комутаційних апаратів буде обґрунтовано лише у разі досить тривалих змін навантаження або факту увімкнення/вимкнення засобів акумулювання енергії (незалежно від особливостей їхньої роботи), а також циклічної зміни вихідної потужності джерел розосередженої генерації відповідно з природними добовими змінами рівня сонячної інсоляції, швидкості вітру та т.інш. Якщо ж у мережі мають місце різкі та часті зміни навантаження та/або вихідної потужності з боку альтернативних джерел енергії, то застосування телекерованих комутаційних апаратів виявиться економічно необґрунтованим. У цих умовах потрібні інші технічні рішення, зокрема, пов'язані з використанням засобів силової електроніки.

Формування «м'яких» точок розімкнення контурів розподільної мережі. Існують різноманітні пропозиції щодо забезпечення надійного й ефективного функціонування систем розподілу електроенергії з джерелами розосередженої генерації та її акумулювання, серед яких розглядається

можливість роботи зазначених мереж у замкнутому режимі. Це автоматично надає можливість оптимальним чином перерозподілити потоки потужності, мінімізувати втрати електричної енергії, проте одночасно таке рішення призводить до збільшення струмів короткого замикання, що може потребувати заміни комутаційного обладнання, підвищує ризик виникнення масштабних відключень, для уникнення яких у мережі встановлюються досить складні й вартісні пристрої релейного захисту.

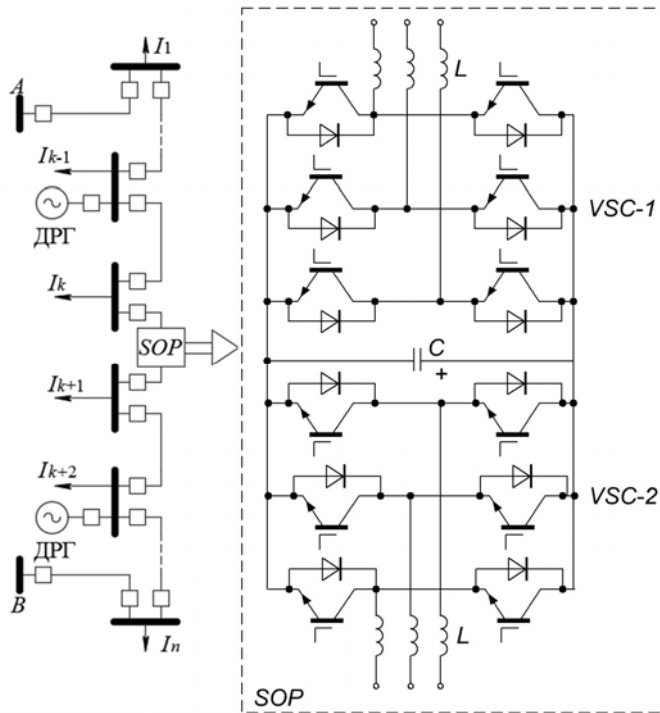


Рис. 3

У зв'язку з цим в останні роки дискутується питання щодо доцільності й ефективності застосування засобів силової електроніки у розподільних мережах шляхом формування, так званих, *soft-точок розімкнення їхніх контурів (Soft Open Points – SOP)* [5]. Установка відповідного пристрою силової електроніки у вузлі мережі (рис. 3) дає змогу об'єднати переваги, які мають місце під час роботи розподільних мереж в розімкнутому та замкнутому режимах, і у той же час вилучити недоліки кожного з них. Замість простого увімкнення/вимкнення комутаційних апаратів у визначених вузлах розподільної лінії SOP дає можливість плавно керувати перетокami активної потужності між частинами розподільної лінії, споживати або генерувати реактивну потужність, регулювати напругу в нормальному режимі, а також здійснювати ізоляцію пошкодження та відновлення електропостачання в аварійних режимах і під час проведення планових робіт [6]. Окрім цього у розподільних мережах за наявності у них як споживачів з різко змінним режимом елек-

троспоживання, так і розосереджених джерел енергії, у яких вихідна потужність характеризується частими коливаннями, використання відповідних засобів силової електроніки є безумовно доцільним, виходячи, перш за все, з відсутності інерційності керування та комутаційних обмежень.

У принципі різноманітні засоби силової електроніки можуть бути використані для організації SOP. Як показують дослідження (наприклад, [3, 7]), найбільш прийнятним рішенням є застосування перетворювачів напруги «Voltage Source Converter» (VSC) типу «Back-to back» з ланкою постійного струму. З'єднані послідовно через конденсатор з боку постійного струму обидва перетворювачі VSC (рис. 3) дають змогу формувати напругу з бажаною амплітудою та фазним кутом, що дає можливість керувати потоками активної потужності через вставку постійного струму та генерацією реактивної потужності на обох його шинах, а також зменшити пульсацію напруги за рахунок відповідного підключення IGBT-модулів у складі VSC. Наявність реакторів фільтра з індуктивністю L забезпечує загасання вищих гармонік, обмеження струмів короткого замикання та полегшує керування потоками потужності.

Хоча принципи роботи подібних перетворювачів відомі з досвіду застосування в енергосистемах [8], однак стратегія їхнього використання у розподільних мережах буде принципово іншою.

Технічними обмеженнями для використовуваних у SOP типу VSC є допустимі потужності (струми) та напруга на їхніх шинах, а також вимога дотримання балансу активних потужностей

$$\sqrt{P_{VSC}^2 + Q_{VSC}^2} \leq S_{VSCn}, \quad U_{VSC} \leq U_{VSCn}, \quad P_{inj}^A + P_{inj}^B + \Delta P_{SOP} = 0, \quad (4)$$

де P_{inj}^A , P_{inj}^B – надходження активної потужності у праву та ліву частини контуру (рис. 3); ΔP_{SOP} – втрати активної потужності в VSC.

У загальному випадку втрати у компонентах SOP включають у себе: втрати в напівпровідникових приладах і пасивних елементах (конденсаторна батарея і реактори фільтрів) VSC1 і VSC2, трансформаторах і охолоджувальній системі перетворювачів, що залежать нелінійно (квадратичне) від значень струму, який протікає через них, зокрема, від обмінної активної та реактивної потужностей у мережі змінного струму. Питання їхнього визначення розглянуто в [9].

Основний інтерес представляє обґрунтування оптимальних умов застосування *SOP*. Зокрема, у роботі [7] розглядалося дві постановки даної задачі, пов'язані, відповідно, з мінімізацією втрат активної потужності

$$\Delta P = \sum R_k \frac{P_k^2 + Q_k^2}{U_k^2} + \Delta P_{SOP} \rightarrow \min, \quad (5)$$

де k – номер ділянки лінії,
а також мінімізацією небалансу навантажень лінії

$$LBI = \sum_k \left(\frac{I_k}{I_{кн}} \right)^2 \rightarrow \min,$$

де I_k і $I_{кн}$ – фактичний і номінальний струми k -ї ділянки лінії відповідно.

Тоді оптимальні параметри роботи *SOP* визначаються у процесі мінімізації цільової функції $Z[P'_{s_inj}, Q'_{s_inj}, Q'_{s_inj}]^T$, в яку включено обмеження по напрузі у вузлах і струмах на ділянках у формі відповідних штрафних функцій.

Разом із тим, отримане рішення не можна вважати дійсно оптимальним, оскільки у даному випадку найбільший інтерес представляє мінімізація саме втрат електричної енергії, а не покращення окремих характеристик режиму. Тому, на відміну від існуючих досліджень, тут пропонується нова стратегія керування *SOP*, згідно з якою у кожен момент часу в контурі забезпечується значення поточкорозподілу максимально близьке до того, яке мало б місце за наявності його двостороннього живлення (тобто під час роботи у замкненому режимі). У цьому випадку контроль здійснюється за навантаженням однієї з ділянок мережі, що є суміжною до *SOP*. Небаланс між фактичним навантаженням на ділянці та її бажаним значенням (тим, яке мало бути під час роботи у замкненому режимі) компенсується додатковою генерацією (позитивною або від'ємною) з боку *SOP*. Окрім цього, отриманий таким чином режим роботи контуру розподільної мережі автоматично буде забезпечувати в ньому й найбільш сприятливий режим напруги.

Важливо відзначити, що за наявності у мережі джерел розосередженої генерації, останні в багатьох випадках генерують у мережу тільки активну потужність. Тоді можливі режими, коли точки поточкорозподілу по активній і реактивній потужностям не збігатимуться. Технологія *SOP* дає змогу врахувати подібну ситуацію за рахунок незалежності керування генерацією активної та реактивної потужностей. Однак, при цьому забезпечити оптимальні потоки потужності одночасно на обох суміжних до шин *SOP* ділянках у силу (4) неможливо. Якщо рішення, яке отримується у випадку, коли забезпечується оптимальне навантаження тільки на одній із суміжних до *SOP* ділянках мережі, не задовольняє користувача, то задача формується на кшталт (5), що дасть змогу визначити поточкорозподіли на обох ділянках мережі, що примикають до *SOP*, і послідовно режими роботи зазначеними *VSC* у процесі рішення відповідної оптимізаційної задачі. Впровадження наведеної стратегії дозволяє уникнути низки технічних проблем під час широкої інтеграції альтернативних джерел енергії з мінливим і важкопрогнозованим значенням вихідної потужності в розподільній мережі, одночасно забезпечуючи найбільш ефективний режим їхньої роботи.

Зрозуміло, що впровадження достатньо дорогих нових технічних рішень задля підвищення ефективності керування режимами розподільних мереж не може бути обґрунтовано лише з позицій зменшення втрат електричної енергії. Для цієї мети має бути одночасно враховано окрім суто технічних показників й такі фактори як підвищення пропускної здатності електричних мереж, відтермінування необхідності їхньої реконструкції, значне поширення (часто неконтрольоване) використання альтернативних джерел енергії та необхідність впровадження потужних систем її накопичення з дво-напрямленими перетворювачами для забезпечення енергетичного балансу в системі між енергією, що генерується відновлюваними джерелами енергії та споживається навантаженням, покращення екологічної складової та ряд інших.

Висновки.

1. Поширення використання розосереджених джерел генерації та засобів акумулювання енергії у структурі розподільних мереж робить малоефективними існуючі підходи до вирішення завдань планування та керування їхніми режимами, зокрема, вибору оптимальних місць розімкнення.

2. Запропоновано та обґрунтовано підхід, який дає змогу визначити стратегію раціонального використання дистанційно керованих комутаційних апаратів, що з урахуванням їхнього комутаційно-

го ресурсу дозволяє реалізувати динамічну реконфігурацію контурів розподільної мережі з метою мінімізації втрат електроенергії за циклічної зміни навантаження або вихідної потужності розосереджених джерел генерації енергії та засобів її акумулювання.

3. Обґрунтовано основні умови доцільності застосування засобів силової електроніки та розроблено новий підхід до керування їхньою роботою під час формування, так званих, «м'яких» точок розмикання розподільних ліній, що дає можливість за збереження розімкненої топології мереж забезпечити незалежне раціональне керування потоками активної та реактивної потужностей у реальному часі, оперативно реагуючи на зміни режимів електроспоживання та локальної генерації електричної енергії для мінімізації її втрат.

4. Задля впровадження нових технічних засобів на шляху реалізації навіть окремих компонентів відомої концепції «*Smart Grid*» розроблено відповідну методику економічного обґрунтування таких рішень, яка дає змогу об'єктивно враховувати позитивні наслідки їхнього впровадження, принаймні, з позицій підвищення показників надійності та ефективності електропостачання, покращення якості електричної енергії за напругою та ін.

Роботу виконано за договором № Н.Е.1.3.-19/279-20 «Розроблення математичних та імітаційних моделей використання засобів акумулювання енергії при балансуванні роботи електричних мереж в умовах збільшення частки відновлювальних джерел енергії в загальному енергетичному балансі» бюджетної програми «Нова енергетика» (КІПКВК 6541030).

1. Xu Y., Liu C.C., Schneider K.P., Ton D.T. Placement of remote-controlled switches to enhance distribution systems restoration capability. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2016. Vol. 31. Pp. 1139–1150.

2. Spitsa V., Ran X., Salcedo R., Martinez J.F., Uosef R.E., de Leon F., Czarkowski D., Zabar Z. On the Transient Behavior of Large-Scale Distribution Networks During Automatic Feeder Reconfiguration. *Proc. IEEE Transactions on Smart Grid*. 2012. Vol. 3, No 2. Pp. 887–896.

3. . Zarkin A.F., Denysiuk S.P., Popov V.A. Power supply systems with distributed generation sources. Kyiv: Naukova dumka, 2017. 232 p. (Rus)

4. Garcia E.D., Pereira P.R., Canha L.N., Popov V. Grid functional blocks methodology to dynamic operation and decision making in Smart Grid. *Proc. Electrical Power and Energy Systems*. 2018. Vol. 103. Pp. 267–276.

5. Ohada N., Takasaki M., Sakai H., Ketoh S. Development of a 6,6 kV – 1 MVA transformer less loop balance controller. *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 17 - 21 June 2007, Orlando, Florida, USA. Pp. 1087–1091.

6. Simanjorang R., Miura Y., Ise T., Sugimoto S., Fujita H. Application of series type BTB converter for minimizing circulating current and balancing power transformers in loop distribution lines. *Proc. IEEE Conference on Power Conversion*. 02–05 April 2007. Nagoya, Japan. Pp. 997–1004.

7. Cao W., Wu J., Jenkins N., Wang Ch., Green T. Benefits analysis of soft open points for electrical distribution network operation. *Applied Energy*. 2016. Vol. 165. Pp. 36–47.

8. Flourentzou N., Adelidis V.G., Demetriades C.D. VSC – based HVDC power transmission systems: an overview. *Proc. IEEE Transactions on Power Electronics*. 2009. Vol. 24. Pp. 592–602.

9. Daelemans G., Srivastava K., Reza M., Cole S., Belmans R. Minimization of steady state losses in meshed networks using VSC HVDC. *Proc. IEEE Power and Energy Society General Meeting*. 26-30 July 2009. Calgary, Alberta Canada. Pp. 1–5.

IMPROVING THE EFFICIENCY OF DISTRIBUTION NETWORK CONTROL UNDER THE CONDITIONS OF APPLICATION OF DISTRIBUTED SOURCES GENERATION OF ELECTRICAL ENERGY AND MEANS OF ITS ACCUMULATION

A.F. Zharkin¹, V.O. Novskiy¹, V.A. Popov², O.S. Yarmoliuk²

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Peremohy ave., Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: zharkin@ied.org.ua, novsky@ied.org.ua

² National Technical University of Ukraine Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute,

37, Peremohy ave., Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: tig@ukr.net, yarmolyuk.lena@gmail.com

New technological solutions have been proposed that allow effective reduction of electrical energy losses in distribution networks with local generation sources and storage units due to the possibility of dynamic control of the network configuration. The conditions for the rational use of remotely controlled switching devices have been substantiated and an algorithm for controlling their operation has been developed. The possibility of using power electronics devices is demonstrated and an approach to their operation is proposed in order to create optimal flows of active and reactive power in the distribution network circuit to minimize energy losses. References 9, figures 3.

Key words: distributed generation, electrical energy losses, remotely controlled switching devices, power electronics

Надійшла 13.10.2020.

Остаточний варіант 15.03.2021.

ЧИСЕЛЬНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТЕПЛООВОГО СТАНУ ІНДУКЦІЙНОЇ КАНАЛЬНОЇ ПЕЧІ

О.І. Бондар^{1*}, канд. техн. наук, О.І. Глухенький^{1**}, канд. техн. наук,
Ю.М. Гориславець^{1***}, докт. техн. наук, О.П. Западничук², канд. наук з держ. упр.

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: bondar_o_i@ukr.net*, gai56@ied.org.ua** , yugoris@ukr.net***

² Секція прикладних проблем НАН України,

вул. Володимирська, 54, Київ, 01030, Україна. E-mail: alex22_z@ukr.net

Наведено математичну модель, що описує тепло-масообмін в індукційній каналній печі. На прикладі двофазної каналної печі зі стандартною формою каналів розглянуто вплив фазового кута зсуву між напругами, що живлять індуктори печі, на тепловий стан рідкого металу. Визначено значення цього кута, які забезпечують мінімальний перегрів розплаву в каналах відносно ванни печі. Запропоновано шляхи інтенсифікації тепло-масообміну в двофазній каналній печі. Бібл. 9, рис. 4.

Ключові слова: індукційна канална піч, система електроживлення, математичне моделювання.

Індукційні каналні печі завдяки високому ККД знайшли широке застосування для плавлення різноманітних металів та сплавів. Оскільки такі печі забезпечують незначне окислення і випаровування металу, то їхнє використання доцільне, в першу чергу, у тих випадках, коли до металу, що виплавляється, пред'являються високі вимоги, зокрема за мінімальними газовмістом та вмістом неметалевих включень. Саме тому вони широко використовуються для плавлення міді і сплавів на її основі, особливо коли мова йде про отримання безкисневої міді, яка служить для отримання високоякісної металеві продукції, зокрема електричних провідників [1].

На рис. 1 наведено ескіз одного із варіантів такої печі, а саме: двофазна піч типу ІЛК-1.2, призначена для плавлення міді і різноманітних сплавів на її основі (латуней, бронз тощо) [2]. Піч складається з облицьованої жароміцною цеглою ванни 1, в якій знаходиться основна маса розплаву, та індукційного нагрівального блоку (індукційної одиниці) 2, що знаходиться під ванною. За принципом дії цей блок нагадує електричний трансформатор, вторинна обмотка якого являє собою короткозамкнений виток рідкого металу, який називають індукційним каналом 3. У цьому каналі за допомогою котушки (індуктора) 4 із замкнутим магнітопроводом 5 наводиться електричний струм, який і нагріває рідкий метал.

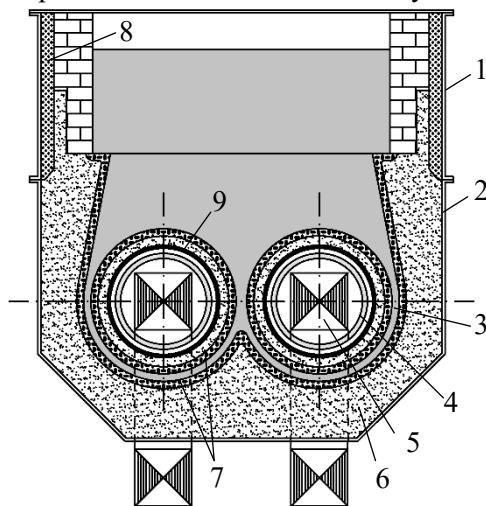


Рис. 1

Піч на рис. 1 має у своєму складі два канали та два індуктори, які живляться в загальному випадку різними за фазами напругами. Стінки індукційних каналів нагрівального блоку формуються в процесі запуску (введення в експлуатацію) печі за рахунок спікання на відповідну товщину молотого кварциту 6 з утворенням монолітного кварциту 7. Для цього використовується мідний шаблон, що за формою і геометричними розмірами в точності відповідає каналній частині печі, який футерується в каркасі блоку молотим кварцитом. Спікання кварциту відбувається за рахунок індукційного нагрівання зазначеного шаблона, який потім повністю розплавляється.

Для теплоізоляції печі металеві каркаси ванни та індукційного блоку з внутрішнього боку оклеюють листовим азбестом (на рисунку не показано).

Окрім того, між каркасом ванни та жароміцною цеглою додатково засипається діатоміт δ . Внутрішні прорізи (отвори) індукційного блоку, в яких розміщуються індуктори, формуються за допомогою етернітових циліндрів θ , які з метою охолодження примусово обдуваються повітрям, яке рухається в зазорі між циліндрами та котушками.

В індукційній каналній печі, як видно із її конструктивних особливостей, об'єми, де виділяється тепло і знаходиться метал, що підлягає плавленню, просторово роз'єднані. Оскільки переважна частина тепла в печі виділяється в каналах, а плавлення здійснюється у ванні, то температура металу в каналах завжди вища, ніж у ванні. Різницю цих температур називають перегрівом металу в каналах. Важливою задачею для таких печей є зменшення цього перегріву за рахунок інтенсифікації теплообміну між каналами і ванною печі. За недостатньої ефективності передачі тепла метал в каналній частині печі перегрівається, що призводить до завищених втрат енергії та передчасного виходу печі з ладу.

Одним з найбільш дієвих засобів інтенсифікації зазначених процесів є створення в кожному каналі печі так званої транзитної течії рідкого металу, за якою метал з ванни надходить в канал через одне гирло, а залишає його через інше, тим самим змушує кожний канал виконувати функцію проточного нагрівача. Такий рух металу дає змогу істотно знизити перегрів металу в каналах по відношенню до ванни, що в свою чергу надає можливості збільшити ресурс роботи печі, підвищити її ККД та знизити питомі витрати електроенергії. Відомо [3], що створити зазначену течію металу в індукційних каналних печах можливо за рахунок використання несиметричних форм каналів або живлення їх від спеціальних, зокрема несиметричних систем напруги у випадку багатозонних печей.

Задача цього дослідження полягає у визначенні можливості інтенсифікації тепло-масообміну в індукційній каналній печі за рахунок використання другого із зазначених факторів, тобто за рахунок несиметричного живлення, а **метою роботи** є дослідження теплового стану печі, зокрема визначення перегріву металу в каналах та встановлення впливу на нього фазового кута між напругами системи живлення.

Дослідження цього питання проводилося на прикладі двофазної каналної печі з каналами стандартної форми (конфігурації) шляхом тривимірного математичного моделювання електромагнітних, гідродинамічних і теплових процесів. Задля досягнення поставленої мети описано математичну модель дослідження зазначених процесів.

Частину цієї моделі, яка описує електромагнітні процеси, представлено у роботі [4]. Вона представлена у вигляді системи диференціальних рівнянь для комплексних амплітуд векторного магнітного і скалярного електричного потенціалів та інтегрального рівняння балансу напруг для кожного індуктора за постійної відносної магнітної проникності магнітопроводів. Така постановка дає змогу знаходити розподіл електромагнітного поля в печі як за заданих струмах, так і напругах на індукторах. Електромагнітна задача розв'язувалася в безіндукційному наближенні, оскільки внесок електрорушійних сил, що виникають за рахунок руху металу, під час роботи печі на промисловій частоті є незначним. В результаті вирішення цієї задачі отримано розподіл об'ємних електромагнітних сил, що зумовлюють рух рідкого металу в печі.

Інша частина моделі, пов'язана з гідродинамічними процесами в печі, являє собою систему нелінійних диференціальних рівнянь Нав'є-Стокса, які описують течію в'язкої турбулентної рідини. Розрахунок гідродинаміки з використанням цих рівнянь у даній роботі виконувався для стаціонарного руху рідкого металу в печі, зумовленого електромагнітними силами, з використанням SST (shear stress transport) моделі турбулентності [5]. Ця модель поєднує в собі переваги двох моделей турбулентності: $k-\epsilon$ та $k-\omega$. Модель $k-\omega$ в ній використовується для внутрішніх частин приграничного шару, що робить її безпосередньо зручною для використання у в'язкому підшарі. У вільному потоці SST переходить на модель $k-\epsilon$ і тим самим уникається загальна проблема моделі $k-\omega$, яка занадто чутлива до властивостей турбулентності вільного потоку. Автори, які використовують модель SST, часто зазначають її хорошу поведінку за несприятливих градієнтах тиску та розділювальних потоках.

Методики чисельного розрахунку електромагнітної і гідродинамічної задач детально представлено у попередніх роботах авторів [4, 6]. Далі зупинимося лише на особливостях постановки теплової задачі.

Під час дослідження ефективності тепло-масообміну в індукційній каналній печі моделювався нестационарний процес нагрівання в печі розплаву міді до робочої температури 1473 K (1200 °C). За початкову температуру розплаву приймалася температура плавлення міді $T_{Cu} = 1357$ K (1084 °C). Розрахунок розподілу температури металу у ванні та каналній частині печі проводився з врахування поля швидкостей, яке було отримано під час вирішення гідродинамічної задачі.

Розрахунок теплопередачі в печі виконувався для всіх її конструктивних елементів за винятком індукторів, які охолоджуються водою, та магнітопроводів. Початковий розподіл температури конструктивних елементів печі (футеровки, теплоізоляції та ін.) визначався шляхом попереднього розрахунку стаціонарної теплової задачі із заданою температурою T_{Cu} на внутрішніх поверхнях стінок, що контактують з розплавом.

В загальному вигляді для моделювання теплових процесів в печі використовувалося нестационарне рівняння теплопровідності з врахуванням руху рідкого металу

$$\rho C_p \partial T / \partial t + \rho C_p \mathbf{u} \cdot \nabla T = \nabla \cdot (\lambda_{\text{eff}} \nabla T) + q,$$

де ρ – густина; C_p – питома теплоємність; T – абсолютна температура; \mathbf{u} – швидкість руху рідкого металу; λ_{eff} – коефіцієнт ефективної теплопровідності; q – внутрішні джерела тепла, обумовлені протіканням в металі індукційного струму. Введення в рівняння коефіцієнта ефективної теплопровідності дає змогу врахувати додаткову передачу теплоти за рахунок турбулентних пульсацій, що виникають за турбулентного руху розплаву. Цей коефіцієнт, як відомо, має молекулярну λ і турбулентну λ_t складові, тобто $\lambda_{\text{eff}} = \lambda + \lambda_t$. Локальні значення λ_t визначалися за результатами гідродинамічного розрахунку у відповідності до виразу

$$\lambda_t = \eta_t C_p / Pr_t,$$

де η_t – турбулентна динамічна в'язкість рідкого металу; Pr_t – турбулентне число Прандтля, розподіл якого знаходився відповідно до моделі Кейса-Крауфорда (Kays-Crawford) [7].

Розрахунок як стаціонарної, так і нестационарної теплових задач проводився у лінійній постановці – коефіцієнти рівняння теплопровідності приймалися незалежними від температури, оскільки вона змінювалася в процесі нагрівання в невеликому діапазоні. Значення фізичних характеристик матеріалів, що використовувалися у процесі розрахунку теплопередачі, наведено у таблиці.

Матеріали	Мідь (розплав)	Шамотна цегла	Кварцит молотий	Кварцит монолітний	Азбест листовий	Діатоміт	Етерніт	Сталь
λ , Вт/(м·К)	163	1	0.35	3	0.12	0.15	0.3	19
C_p , Дж/(кг·К)	495	1050	700	1050	1500	840	1500	540
ρ , кг/м ³	7960	1850	2680	2201	2500	1850	2500	7950

Конвективний тепловий потік в навколишнє середовище через стінки печі розраховувався як

$$p_{\text{con}} = h \cdot (T - T_{\text{ext}}),$$

де h – коефіцієнт тепловіддачі; T_{ext} – температура навколишнього середовища. Значення коефіцієнта тепловіддачі для різних поверхонь і умов їхнього охолодження розраховувалися у відповідності з роботою [8].

Крім конвективного теплообміну через відкриту поверхню рідкого металу у ванні додатково враховувалися ще й втрати теплоти за рахунок випромінювання згідно виразу

$$p_{\text{rad}} = \varepsilon \sigma_{\text{SB}} \cdot (T^4 - T_{\text{amb}}^4),$$

де ε – коефіцієнт випромінювання рідкого металу; $\sigma_{\text{SB}} = 5.67 \cdot 10^{-8}$ Вт/(м²·К⁴) – постійна Стефана-Больцмана, T_{amb} – температура навколишнього середовища у ванні (над рідким металом).

Вихідні дані для моделювання печі приймалися такими, як і в роботах [4] та [6]. Об'єм розплавленого металу (міді) у ванні печі складав $(1.04 \times 0.67 \times 0.45)$ м³, в каналах індукційного блоку – 0.04 м³; внутрішній діаметр каналів (короткозамкнених "витків") – 0.51 м, їхній поперечний переріз – (25×100) мм². Розміри кожного індуктора: середній діаметр – 0.32 м, довжина – 0.62 м, число витків індуктора – $w = 45$. Моделювання електромагнітного поля печі проводилося за заданих амплітудних значень напруги на індукторах $U = \sqrt{2} \cdot 500$ В на частоті 50 Гц для різних значень фазових кутів ψ між напругами на індукторах. Відносна магнітна проникність магнітопроводів приймалася постійною $\mu_r = 1000$. Втратами в металевих каркасах печі нехтувалося.

Крім того, для цієї задачі приймалося: температура навколишнього середовища – $T_{\text{ext}} = 293$ К, температура у ванні над рідким металом – $T_{\text{amb}} = 473$ К, коефіцієнт випромінювання – $\varepsilon = 0.15$, товщини етернітових циліндрів і листового азбесту – 10 мм, товщина стінок каналів (монолітного спеченого кварциту) – 25 мм, швидкість повітря, що обдуває етернітові циліндри, – 10 м/с.

Моделювання виконувалося в програмному середовищі Comsol Multiphysics [9]. Алгоритм розрахунку приймався таким. Спочатку для прийнятих вихідних даних послідовно розв'язувалися три стаціонарні задачі: задача розрахунку електромагнітного поля печі, гідродинамічна задача та теплова. Потім на основі отриманого розподілу температури у всіх елементах печі та поля швидкості рідкого металу вирішувалася нестационарна теплова задача.

В результаті розрахунку стаціонарної теплової задачі з заданою температурою на внутрішніх поверхнях печі був отриманий початковий (для нестационарної задачі) розподіл температури елементів печі, який показано на рис. 2, а. Одержаний при цьому розподіл коефіцієнта тепловіддачі на зовнішніх поверхнях печі показано на рис. 2, б, з якого видно, що значення цього коефіцієнта змінюється в діапазоні від 2 до 9 Вт/(м²·К). На рис. 2 з огляду на симетрію печі представлено лише 1/4 її частину.

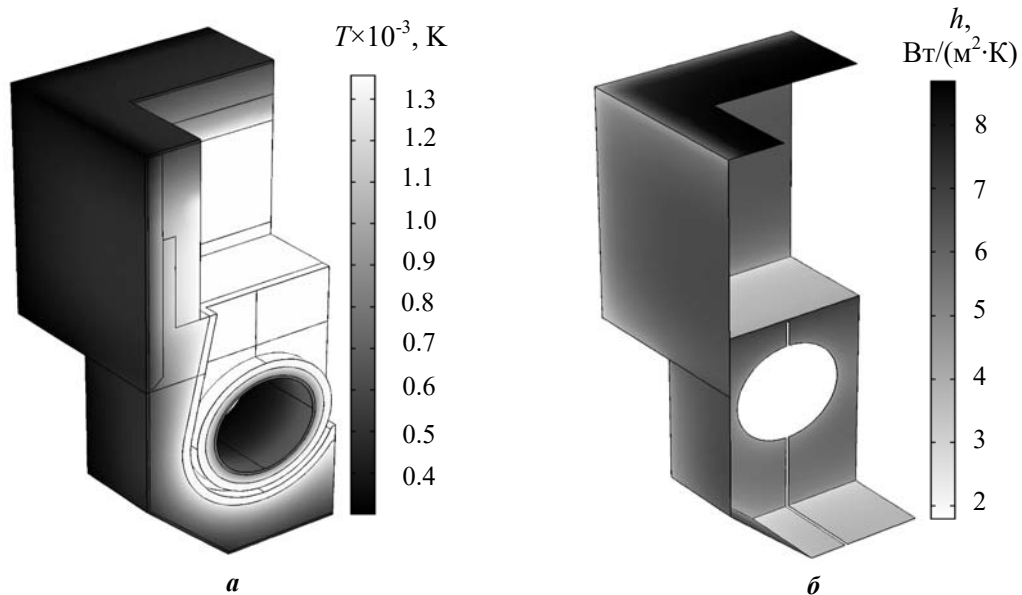


Рис. 2

Дослідження індукційного нагрівання рідкого металу в індукційній каналній печі (шляхом розв'язання нестационарної теплової задачі), як було сказано, проводилося за стаціонарній течії розплаву, створеній електромагнітними силами. Локальний перегрів металу ΔT в її каналах визначався відносно усередненої у ванні температури розплаву T_b

$$\Delta T = T_i - T_b = T_i - \frac{1}{V_b} \int_{V_b} T dV,$$

де T_i – локальна температура рідкого металу в каналах (в точках каналів $i = \{1, 2 \dots 11\}$, позначених на рис. 3, а); V_b – об'єм металу у ванні печі. Перегрів визначався в момент часу, коли середня температура металу у ванні досягала робочої температури.

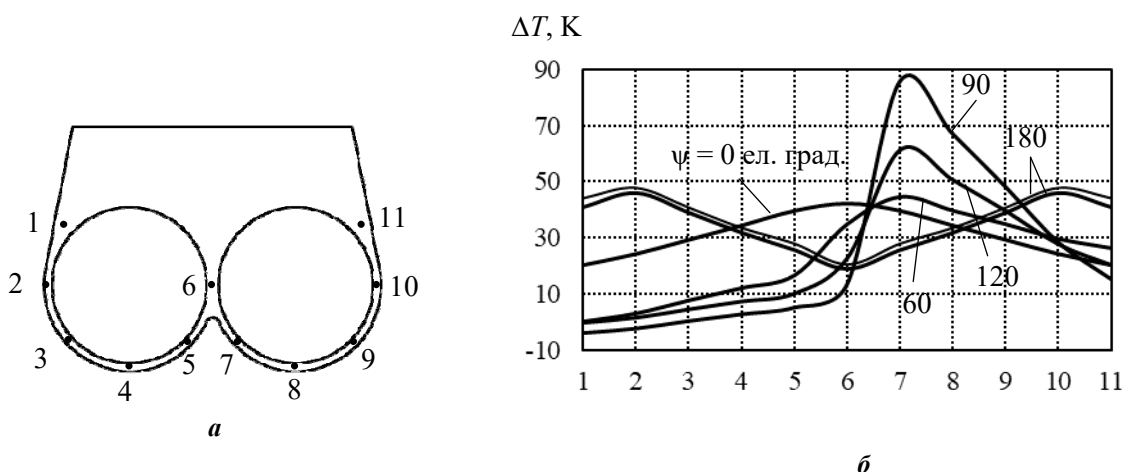


Рис. 3

На рис. 3, б показано залежності перегріву рідкого металу (міді) в каналах двофазної печі для різних значень фазового кута ψ між напругами на індукторах, отриманих в результаті проведеного моделювання (позначено на цьому рисунку товстими лініями). Крім того, для кута $\psi=180$ ел. град. тонкою лінією показано залежність, отриману без врахування передачі теплоти за рахунок турбулентних пульсацій, тобто за $\lambda_t=0$. Оскільки обидві криві практично співпадають, це означає, що для даного випадку у разі розрахунку тепло-масообміну в першому наближенні можна знехтувати турбулентними пульсаціями.

З рисунка випливає, що найменший перегрів металу в такій печі, який оцінювався по максимальним значенням ΔT , виникає за кутів $\psi=0$ і 180 ел. град. між напругами, тобто за однофазного живлення. Судячи з розподілу температури в каналах, можна стверджувати, що у першому випадку розплав з ванни поступає в обидва канали через крайні гирла, а залишає їх через спільне для них середнє гирло. При $\psi=180$ ел. град. рух металу в каналах змінюється на протилежний. Це добре корелюється з результатами роботи [6], в якій для такої печі наведено результати моделювання гідродинамічної задачі. Таким чином, це підтверджує отриманий раніше висновок, що змінюючи фазовий кут ψ системи живлення двофазної печі з одного значення на інше, тобто з нуля на 180 ел. град. і навпаки, можна реверсувати транзитну течію рідкого металу в каналах.

Практично такий же перегрів металу в каналах спостерігається і у разі живлення печі напругами з кутом $\psi = 60$ ел. град. Таке живлення печі є більш доцільним з огляду на її вплив на електричну мережу живлення, забезпечуючи при цьому більш рівномірне навантаження мережі. Принагідно зазначити, що, як правило, живлення двофазних печей на практиці здійснюється двофазною напругою з фазовим зсувом у 120 ел. град.

На рис. 4 для випадку живлення печі напругами, зміщеними між собою на кут у 60 ел. град., представлено розподіли температури (рис. 4, а) та абсолютного значення швидкості і характер руху металу (рис. 4, б) в каналній частині та ванні печі в момент досягнення металом робочої температури у ванні печі. Як було показано у роботі [6], за такого живлення індукторів печі витрати металу в обох каналах практично однакові. Незважаючи на це, спостерігається несиметричний розподіл температури в каналах (в одному з каналів метал є більш нагрітим), що демонструється рис. 4, а. Це пояснюється різними значеннями активної потужності, що виділяється в каналах за такого живлення [4], а також несиметричним характером руху у верхній частині каналів (між каналами та ванною печі) і в самій ванні. Наслідком цього є те, що температура металу, який поступає в канали, а також ступінь його послідовного нагрівання, є різними для кожного з каналів.

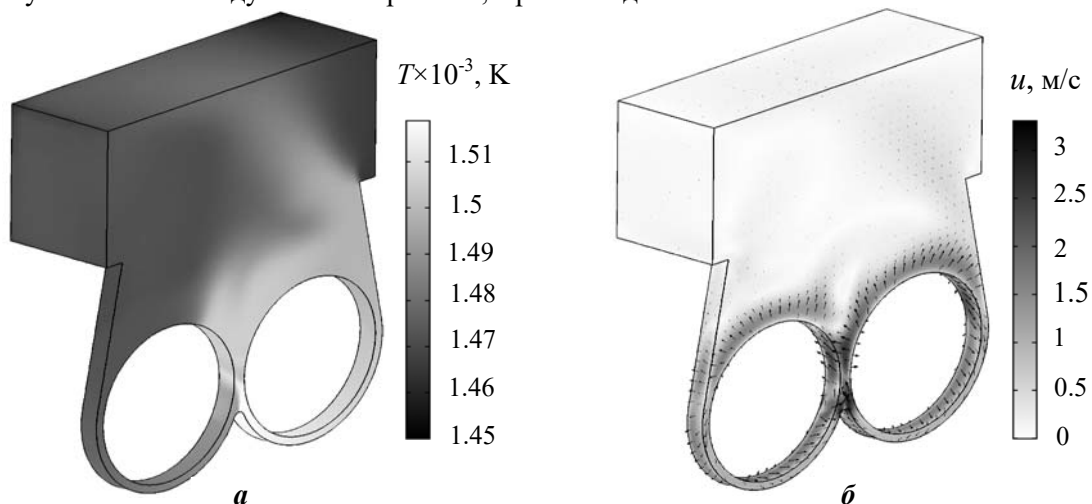


Рис. 4

Таким чином, проведене моделювання показало, що інтенсифікувати тепло-масообмін у двофазній індукційній каналній печі з каналами стандартної конфігурації можна двома шляхами. Один з них полягає у переводі такої печі з двофазного на однофазне живлення синфазними або протифазними напругами. При цьому можливий варіант використання періодичного чергування між собою цих двох напруг, яке призводить до почергової зміни в часі напрямку руху транзитної течії металу в каналах. Другий шлях можливий у разі живлення печі напругами, які зсунуті між собою на фазовий кут у 60 ел. град. У цьому випадку також можна використати періодичне перемикання між

собою цих напруг (з додатного значення $\psi = 60$ ел. град. на від'ємне $\psi = -60$ ел. град. і навпаки), що додатково може покращити тепловий стан індукційного каналного блоку печі.

Роботу виконано за держбюджетними темами «Розробити електромагнітні та напівпровідникові системи модульної структури для енергоефективної термообробки металевих розплавів і деталей» (шифр «ЕЛТЕРМ-П»), (КПКВК 6541030) та «Розвиток теорії, розроблення методів інтелектуалізації технологічних процесів та засобів керування, моніторингу, діагностування і вимірювання в електроенергетичних та електротехнічних системах» (шифр «ІНТЕХЕН-2»), (КПКВК 6541230).

1. Иванова Л.И., Грובה Л.С., Сокунов Б.А. Индукционные каналные печи. Екатеринбург: УГТУ - УПИ, 2002. 105 с.
2. Фарбман С.А., Колобнев И.Ф. Индукционные печи для плавки металлов и сплавов. М.: Metallurgiya, 1968. 496 с.
3. Бояревич В.В., Фрейберг Я.Ж., Шилова Е.И., Щербинин Э.В. Электровихревые течения. Рига: Зинатне, 1985. 315 с.
4. Бондар О.И., Глухенький О.И., Гориславец Ю.М. Электромагнітні параметри двофазної індукційної каналної печі. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2020. № 56. С. 72-76. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.072>
5. Menter F.R. Two-equation eddy-viscosity turbulence models for engineering applications. *AIAA Journal*. 1994. Vol. 32. No 8. Pp. 1598–1605.
6. Гориславец Ю.М., Глухенький О.И., Бондар О.И. Циркуляція металевого розплаву в індукційній каналній печі при фазовому керуванні напругами живлення. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 3. С. 79-82. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.079>
7. Kays W.M. Turbulent Prandtl number – where are we? *ASME J. Heat Transfer*. 1994. Vol. 116. Pp. 284-295.
8. Incropera F.P., DeWitt D.P., Bergman T.L., Lavine A.S. Fundamentals of heat and mass transfer. *John Wiley & Sons*, 2006. 998 p.
9. Comsol Multiphysics. URL: <https://www.comsol.com/> (дата звернення: 28.12.2020).

NUMERICAL MODELLING OF INDUCTION CHANNEL FURNACE THERMAL STATE

O.I. Bondar¹, O.I. Glukhenky¹, Yu.M. Goryslavets¹, O.P. Zapadynchuk²

¹ Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Peremohy av., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: bondar_o_i@ukr.net*, gai56@ied.org.ua** , yugoris@ukr.net***

² Section of applied problems National Academy of Sciences of Ukraine,

Volodymyrska st., 54, Kyiv, 01030, Ukraine. E-mail: alex22_z@ukr.net

A mathematical model that describes heat and mass transfer processes in an induction channel furnace is presented. Using the example of a two-phase channel furnace with standard form of channels, the influence of the phase angle between the voltages supplying the furnace inductors on the thermal state of the liquid metal is considered. Values of this angle, which provide minimal melt overheating in channels in comparison with furnace bath have been determined. Ways of intensification of heat and mass transfer processes in two-phase channel furnace have been suggested. References 9, figures 4.

Key words: induction channel furnace, power supply system, mathematical modelling.

1. Ivanova L.I., Grobova L.S., Sokunov B.A. Induction channel furnaces. Yekaterinburg: The Ural State Technical University - UPI, 2002. 105 p. (Rus)
2. Farbman S.A., Kolobnev I.F. Induction furnaces for melting metals and alloys. Moskva: Metallurgy, 1968. 496 p. (Rus)
3. Boyarevich V.V., Freiberg Ya.Zh., Shilova E.I., Shcherbinin E.V. Electrical vortex flows. Riga: Zinatne, 1985. 315 p. (Rus)
4. Bondar O.I., Glukhenky O.I., Goryslavets Yu.M. Electromagnetic parameters of two-phase induction channel furnace. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2020. No 56. Pp. 72-76. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.072>
5. Menter F.R. Two-equation eddy-viscosity turbulence models for engineering applications. *AIAA Journal*. 1994. Vol. 32. No 8. Pp. 1598–1605.
6. Goryslavets Yu.M., Glukhenky O.I., Bondar O.I. Circulation of the metal melt in the induction channel furnace at a phase control of supply voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 3. Pp. 79-82. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.079>
7. Kays W.M. Turbulent Prandtl number – where are we? *ASME J. Heat Transfer*. 1994. Vol. 116. Pp. 284-295.
8. Incropera F.P., DeWitt D.P., Bergman T.L., Lavine A.S. Fundamentals of heat and mass transfer. *John Wiley & Sons*, 2006. 998 p.
9. Comsol Multiphysics. URL: <https://www.comsol.com/> (accessed: 28.12.2020).

Надійшла 21.01.2021
Остаточний варіант 11.03.2021

ДОСЛІДЖЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ ОБРОБКИ ІМПУЛЬСНИМ БАР'ЄРНИМ РОЗРЯДОМ ВОДИ В КРАПЕЛЬНО-ПЛІВКОВОМУ СТАНІ

В.О. Берека^{*}, І.В. Божко^{}**, канд. техн. наук, **І.П. Кондратенко^{***}**, чл. кор. НАН України
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: ws77@ukr.net

У роботі вивчалася енергоефективність імпульсного бар'єрного розряду в повітрі атмосферного тиску під час обробки ним модельного зразка забрудненої води в крапельно-плівковому стані. Домішкою до води був органічний барвник (метилена синь) з початковою концентрацією 50 мг/л. Витрати води становили 4 л/хв, характерний діаметр крапель – 1 мм. Обробка води проходила в коаксіальній розрядній камері з газовим проміжком 3,2 мм та додатково в камері озонування. Розряд збуджувався короткими ~100 нс імпульсами напруги ≈ 26 кВ, які забезпечували амплітуду густини струму $\approx 1,3$ А/см² та енергію імпульсу ≈ 140 мДж. Досліджено час розкладання домішки та енергоефективність розряду в залежності від частоти повторення імпульсів 25–300 Гц. Найбільшу енергоефективність розряд мав за частот 25–50 Гц, за яких енергетичний вихід, що відповідає 50 % розкладанню домішки, досягає ≈ 100 г/кВт·год. Показано, що більша частина озону – одного з головних окиснювачів, що генерується розрядом, розчиняється у воді в розрядній камері. У камері озонування з відносно малою висотою (48 см) модельним розчином поглинається біля 60 % залишкового озону, концентрація якого в газі на виході з розрядної камери може досягати 2,2 мг/л. Бібл. 16, рис. 7.

Ключові слова: імпульсний бар'єрний розряд, обробка води, озон, гідроксильний радикал, енергоефективність.

Високий рівень забрудненості поверхневих та підземних вод, а також зростаючі вимоги до якості як питної, так і стічної води перед її скиданням у природні водоймища, обумовили необхідність удосконалення існуючих та розробки нових технологій очищення води. Враховуючи стрімке скорочення на Землі запасів питної води, очищенню стічної води останнім часом приділяють особливо прискіпливу увагу. Технологія очищення води зазвичай складається з трьох основних стадій [1]. Перша стадія включає в себе ряд етапів механічної та фізико-хімічної обробки, під час якої з води видаляють тверді частинки, масло, жир, тощо. Друга стадія полягає в біологічному перетворенні розчинених та колоїдних органічних сполук у стабілізовані низькоенергетичні частинки під дією мікроорганізмів у присутності кисню. Після цієї обробки в воді залишається широкий спектр хімічних сполучень, багато з яких мають концентрацію в діапазоні від мкг/л до нг/л. Тому вони звуться мікробабуднювачами. Серед них – харчові добавки, промислові хімікати, пестициди, фармацевтичні препарати тощо. Навіть за таких низьких концентрацій спостерігається їхній значний вплив на оточуюче середовище. Наприклад, викид антибіотиків призводить до підвищення стійкості мікроорганізмів, що негативно впливає на екосистему. Крім цього, зростає занепокоєність у зв'язку з прямою хронічною дією мікробабуднювачів на здоров'я та безпеку людини [1].

Третя стадія обробки, яка ще називається «поліровкою води», складається із будь-якої додаткової технології, що проводиться для того, щоб зміст стічної води став допустимим для скидання в екосистему. Такою додатковою обробкою може бути хлорування води, ультрафіолетова дезинфекція, фільтрація через пісок, використання мембранних процесів тощо. Проте, як показали численні дослідження [1], звичайні очисні споруди не можуть в достатній мірі видаляти мікробабуднювачі. Крім цього багато традиційних систем очищення не мають або обмежують третю стадію обробки через її високу вартість. Багатообіцяючим методом очищення води від мікробабуднювачів може стати використання передових процесів окислення (*advanced oxidation processes* – AOP's) [1-3]. Головною ідеєю AOP's є те, що генерування сильних окисників (з окисним потенціалом ϕ більше, ніж у кисню, величина для якого становить 1,2 В) проходить безпосередньо у воді чи поблизу її поверхні. Найважливішими для обробки води серед таких окисників є гідроксильний радикал OH^* ($\phi = 2,7$ В), озон ($\phi = 2,1$ В) та пероксид водню H_2O_2 ($\phi = 1,8$ В) [1]. Присутність багатьох окисників зменшує селективність AOP's. Пряме окислення органіки озоном дуже вибіркоче, в той час як гідроксил вважається неселективним окисником [1].

© Берека В.О., Божко І.В., Кондратенко І.П., 2021

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0003-0888-2864>; ** <https://orcid.org/0000-0002-7955-246X>;

*** <https://orcid.org/0000-0003-1914-1383>

Визначальними критеріями під час розробки технології очищення води є питомі енерговитрати, а також вартість виготовлення обладнання та експлуатаційні витрати на його обслуговування. На підставі оглядів [1–3] можна зробити висновок, що найбільш цим критеріям відповідають технології на основі використання електричного розряду, серед яких можна виділити дві основні групи: підводні розряди та розряди на поверхню води. Для того, щоб порівнювати енергоефективність електророзрядних технологій був введений показник – енергетичний вихід розряду Y , що визначається як кількість (маса) розкладеного забруднювача на 1 кВт·год витраченої в розряді для цього енергії, і котра в літературі [1–3] називається енергетичним виходом (*energy yield*). Встановлено [1–8], що величина Y залежить від багатьох факторів: параметрів та типу розряду (напруги, швидкості її зростання, частоти повторення імпульсів), геометрії розрядної камери, в якій проходить обробка води, способу введення в неї рідини та газу, концентрації та виду домішки, присутності каталізатора та інших умов. Аналіз оглядів [1–3] та багатьох інших літературних джерел, наприклад [4–11], показує, що за схожих умов найвищі показники енергетичного виходу властиві імпульсному бар'єрному розряду (ІБР) на поверхню води. Оскільки основні практично важливі плазмохімічні реакції в такому розряді проходять на поверхні води, то очевидним напрямом для отримання найбільшої енергоефективності процесу стає створення умов, за яких співвідношення поверхні води до її об'єму якомога більше ($\sim 10 \text{ м}^2/\text{л}$ і вище). Цих умов можна досягти у разі обробки води в плівковому (товщина плівки води $\sim 0,15 \text{ мм}$) [4–6] або крапельному стані (діаметр крапель $\sim 1 \text{ мм}$ [8–11] і менший [7]). Обробка води в плівковому стані відносно проста і дає високі значення енергетичного виходу. Але така обробка не може забезпечити необхідну для промислового впровадження продуктивність установки ($\geq 0,1 \text{ м}^3/\text{год}$) через те, що потребує для цього занадто велику площу електродів ($\geq 10 \text{ м}^2$), по яких тонкою плівкою тече вода. Обробка в крапельному стані більш технічно складна, бо потребує перетворення великого об'єму води в вельми дрібні краплі, але вона може забезпечувати практично значущу продуктивність ($\geq 0,1 \text{ м}^3/\text{год}$). Ця обробка ведеться ІБР, що проходить між горизонтально розташованими циліндричними електродами, які розміщено в діелектричних трубках діаметром 4 мм [10, 11], що перебувають під душем. Недоліком такого реактора є те, що час знаходження крапель води між електродами малий ($\approx 1 \text{ мс}$) і краплю встигає обробити не більше однієї порції короткоживучих ($\leq 10^{-6} \text{ с}$) радикалів OH^* , бо, як показали попередні дослідження, заради досягнення найбільшої енергоефективності обробки води частота повторення розрядних імпульсів f не перевищує сотень Гц. Це призводить до того, що пауза між розрядними імпульсами досягає кількох мс. Слід також зазначити, що під час обробки води ІБР в крапельному стані на електродах, як правило, присутня стікаюча вниз плівка води, що може перемикає електроди, внаслідок чого такий розряд має просторово неоднорідний характер [11] та значні непродуктивні втрати енергії. Обробка води в крапельному стані також проводилася в імпульсному коронному розряді з електродами типу «нитка – циліндр» [1–3, 8, 9] чи між різнополярними стрижнями [7] малого діаметру. В такій електродній системі електричне поле є суттєво неоднорідне. Високі значення напруженості електричного поля характерні тільки для невеликої зони ($\approx 1 \text{ мм}$) біля електроду з малим радіусом кривизни. За межами цієї області величина напруженості електричного поля недостатня для іонізації чи збудження молекул газу або води. Тому в більшій частині міжелектродного проміжку, який зазвичай становить більше 10 мм, високоактивні частинки не генеруються. Крім цього, цей розряд по довжині дроту також має різконеоднорідний характер (не більше 5–7 «прив'язок» стримерів діаметром $\approx 0,1 \text{ мм}$ на 1 см дроту).

Метою роботи є дослідження енергоефективності обробки імпульсним бар'єрним розрядом води в крапельно-плівковому стані за умов початково однорідного електричного поля, створюваного електродною системою, за відносно великий час ($\approx 30 \text{ мс}$) знаходження крапель в розрядному проміжку.

Експериментальна установка. До неї входили: пристрій, в якому проходила обробка води, генератор високовольтних імпульсів напруги, генератор озону, прилади для вимірювання параметрів розрядних імпульсів та концентрації озону у газі і концентрації мікрозабруднювачів у воді, а також допоміжна апаратура (насос, ротаметри тощо). Пристрій для обробки води (рис. 1) складався з трьох основних частин: розпилювача води (РВ) 5, розрядної камери (РК) 1 та камери озонування (КО) 13. Всі вони мали акриловий корпус з внутрішнім діаметром 94 мм. Вода з резервуару 16 насосом Н по шлангу 6 подавалася в РВ через його верхню акрилову кришку 4. Витрати води вимірювалися ротаметром Р. З РВ вода 17 через 78 отворів 3 в нижній акриловій кришці 4 РВ надходила в РК. Отвори мали діаметр 0,6 мм, були розташовані по колу діаметром 91 мм, а відстань між їхніми центрами становила 3,5 мм. Газ (повітря атмосферного тиску) в РК вводився через трубку 7, яка

проходила через РВ. Витрати газу, вимірювалися ротаметром (на рис. 1 не показано) та становили 1 л/хв. Для створення ІБР в РК на зовнішній 2 та внутрішній 9 циліндричні електроди подавалася напруга через коаксіальний кабель довжиною 120 см від генератора імпульсів ГУ.

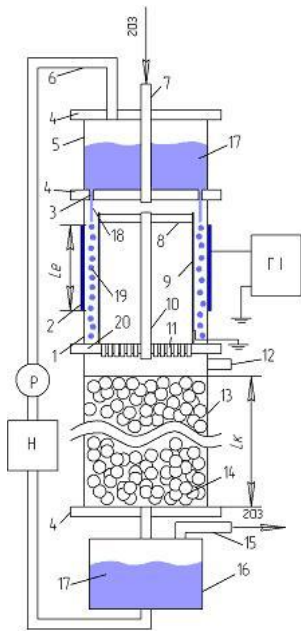


Рис. 1

Висота зовнішнього електроду дорівнювала $L_e = 6$ см. Він був виконаний наступним чином: спочатку на зовнішню поверхню труби 1 з діелектричного матеріалу наносився шар струмо-провідного графітового лаку товщиною $\approx 0,15$ мм. Призначення цього шару полягає у вирівнюванні електричного потенціалу на зовнішній поверхні труби 1. У той же час він служив високовольтним електродом. Зовні шар був обмотаний мідною фольгою, до якої підключався ГІ. Внутрішній електрод 9 – труба з нержавіючої сталі. Зверху цей електрод щільно закривався кришкою 18 і кріпився до дна РК 20 стрижнем 10. Роль діелектричного бар'єру виконувала акрилова труба 1 з товщиною стінок 1,7 мм. Величина газового проміжку δ , в якому відбувався ІБР, становила $\approx 3,2$ мм. Вода 17, що знаходилася в РВ під тиском приблизно 200 Па, витікала з отворів 3 суцільними цівками 18 діаметром 0,6 мм та довжиною ≈ 20 мм, котрі в подальшому перетворювались в краплі 19 з характерним діаметром $d \approx 1$ мм, що рухались вниз зі швидкістю $v \approx 2$ м/с. Загальні витрати води склали 4 л/хв. Під час руху частина крапель попадала на стінки газового проміжку, які є гідрофобними. Щоб запобігти утворенню на них великих крапель, що можуть утворювати водяні містки між стінками проміжку, внутрішня поверхня бар'єру 1 та зовнішня поверхня електроду 9 вкриті тонкими ($\approx 0,15$ мм) шарами бавовняної тканини, завдяки чому по ним вода стікала тонкими плівками ($\approx 0,15$ мм). У нижній частині РК плівкові витрати води складають $\sim 10\%$ від загальних витрат. Параметри цівок, крапель та їхнього руху визначалися на основі аналізу фотознімків, зроблених камерою А630. Після проходження розрядного проміжку вода з газом накопичувалася на нижній кришці РК 20, де інтенсивно перемішувалася (нібито утворювався «киплячий шар води», збільшуючи час контакту води з озоном, що утворився під час ІБР), а потім через 105 отворів 11 діаметром 2 мм попадала до камери озонування 13. Висота зони перемішування становила біля 20 мм. Призначення КО – використання озону, що не встиг прореагувати з мікробруднювачами в РК. Щоб забезпечити велику площу контакту озону з водою, що оброблюється, КО заповнена керамічними кільцями Рашига 14 з розмірами $6 \times 6 \times 2$ мм³ (зовнішній діаметр, висота, товщина стінок). Кільця з такими розмірами за співвідношенням площі їхньої поверхні до їхнього об'єму є одними з найбільших серед тих, що випускаються промисловістю. Висота засипки $L_k = 48$ см. Пройшовши через шар кілець, вода попадала в резервуар 16, а газ виходив через патрубок 15. В КО також є патрубок 12, призначений для вимірювання концентрації озону, що надходить з РК до КО.

У роботі використовувалося джерело живлення, що могло забезпечувати уніполярні імпульси напруги з частотою їхнього повторення до 1 кГц, амплітудою до 30 кВ, тривалістю порядку 100 нс та фронтом ≈ 40 нс. Воно побудовано за принципом магнітного стискання імпульсів з використанням у вихідній ланці перервника струму на діодах з малим часом (≈ 40 нс) вимкнення. До складу джерела також входив магнітний ключ, який сприяв розряджанню ємності діелектричного бар'єру після проходження прямого імпульсу струму через електродну систему. Більш детально джерело живлення описано в [16]. Осцилограми струму та напруги на РК записувалися осцилографом TDS 1012 за допомогою індуктивного датчика струму Р6021, що був підключений на виході генератора імпульсів, та активно-ємнісного подільника напруги Р1015, який приєднувався до РК.

Генератор озону виробляв з повітря озон з концентрацією до 8 мг/л. Він був призначений для досліджень кількості озону, що розчинявся у воді під час її проходження через РК (коли ІБР відсутній). Концентрація озону у газі визначалася по поглинанню світла на відповідних довжинах хвиль ($\lambda = 253,7 - 275$ нм), котре вимірювалося монохроматором МДР-23.

Як модельний зразок забрудненої води використовувався водний розчин метиленової сині ($C_{16}H_{18}ClN_2S$), котра, зокрема, застосовується у текстильній промисловості як барвник. Вона є органічною речовиною, що важко розкладається за інших методів очищення води. Концентрація метиленової сині (МС) у воді також обчислювалася по поглинанню світла при $\lambda = 665$ нм. Початкова

концентрація МС та кількість розчину відповідно становили $K_0 = 50$ мг/л та $V_0 = 1,5$ л, а витрати води й повітря відповідно – $Q_0 = 4$ л/хв і $Q_0 = 1$ л/хв.

Результати досліджень та їхній аналіз. Параметри розряду. Результати, що приведено в цій роботі, отримано за найбільш допустимої для досліджуваної РК напрузі $U \approx 26$ кВ. Характерний для ІБР за цієї напруги вигляд осцилограм струму $i(t)$ та напруги $u(t)$ на РК показано на рис. 2. Їх було отримано за частоти повторення імпульсів $f = 100$ Гц, хоча в досліджуваному діапазоні f їхні параметри залишались майже незмінними. Спочатку, за

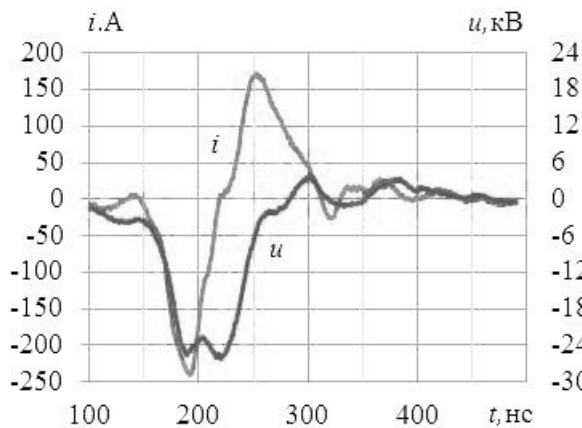


Рис. 2

відносно малих напруг, струм має ємнісний характер завдяки ємностям кабелю та РК, загальна величина яких складає ~ 100 пФ. За сильного збільшення (рис. 2) стає добре видно, що за $u \approx 15$ кВ крутизна наростання струму стає більшою, ніж у напруги. Це можна трактувати як початок іонізації газу. Крива $i(t)$ показує, що імпульс струму складається з двох частин: прямого струму амплітудою $I_{m1} = 240$ А, тривалістю $\tau_1 \approx 70$ нс та зворотного з величинами $I_{m2} = 165$ А і $\tau_2 \approx 100$ нс. Швидкість наростання напруги під час прямого імпульсу струму становить $\approx 7 \cdot 10^{11}$ В/с, а її амплітуда – $U_{m1} \approx 26$ кВ. Для моменту часу, коли $i(t) = I_{m1}$, усереднена по площі електродів густина струму дорівнює $j = 1,3$ А/см², а усереднені по об'єму газового проміжку РК концентрація та енергія електронів становлять, відповідно, $N_e = 3,9 \cdot 10^{11}$ см⁻³ та $T_e = 3,4$ еВ. Слід відмітити, що ця енергія вища за середню енергію електронів в стримерах звичайного бар'єрного розряду змінного струму (1 – 3 еВ) [12], що відкриває можливості для більш інтенсивного проходження плазмохімічних реакцій, які починаються за T_e понад 3 еВ. Енергія, котра виділяється в газовому проміжку за один розрядний імпульс $W_c \approx 140$ мДж. Значення N_e , T_e та W_c визначено на основі методики, викладеної в [13]. Як показали дослідження [14], проведені в пласкому міжелектродному проміжку, при якому була можливість візуально спостерігати та фотографувати розряд, за аналогічних умов (δ , v , d , U) ІБР за частот f до ~ 300 Гц має однорідний (не ниткоподібний) характер, що важливо під час проходження «корисних» для розкладання забруднень плазмохімічних реакцій, бо локально не підвищує температуру газу.

Розкладання МС. Зміни концентрації домішки у воді K в залежності від часу її обробки t , які було визначено за частот 25, 50, 100 та 215 Гц, представлено на рис. 3 відповідно кривими 1–4.

З залежностей $K(t)$ видно, що частота f в діапазоні 50–215 Гц мало впливає на швидкість dK/dt розкладання домішки. Найбільші зміни значень K за $f = 50$ –215 Гц відбуваються перші 5 хвилин обробки. У такому разі розкладається більше половини початкового вмісту МС. У подальшому величина dK/dt (по модулю) зменшується. Частково це можна пояснити тим, що зі зменшенням концентрації забруднювача згідно основного рівняння хімічної кінетики

$$d[D]/dt = -k_p[D][O], \quad (1)$$

де k_p – константа швидкості реакції (1), яка залежить від окисного потенціалу окиснювача та виду домішки; $[D]$, $[O]$ – відповідно концентрації домішки та окиснювача, буде зменшуватися швидкість розкладання МС. Але слаба залежність $K(t)$ від частоти при $f \geq 50$ Гц та лінійний характер цієї залежності при 25 Гц ($t \leq 20$ хв) свідчать про більш складний хід змін концентрації МС, ніж дає рівняння (1). Причиною цього може бути утворення вторинних продуктів розпаду МС, які зменшують концентрацію генерованих під час ІБР окиснювачів за рахунок реагування з ними.

Обезбарвлення розчину МС під дією ІБР свідчить про відрив від її молекули груп атомів CH_3 [15], але воно не вказує на руйнування бензольних кілець (БК), що входять до її складу. Опосередкованим показником їхнього руйнування під час обробки згідно [9, 15] може бути збільшення прозорості T розчину МС для ультрафіолетового світла. Зміни величин T на довжині хвилі $\lambda = 292$ нм, якій відповідає максимум поглинання світла бензольними кільцями, в залежності від часу обробки показано на рис. 4. Значення T розраховувалося за виразом $T = 100 X/X_0$ [%], де X , X_0 – величини, які пропорційні інтенсивності світла після його проходження через зразки з розчином МС та чистою водою відповідно. Криві 1–4 відображують залежності, що відповідно було отримано за $f = 25, 50, 100$ та 215 Гц. Подібно даним рис. 3, величини T в діапазоні 50–215 Гц слабо залежать від частоти f . Але на відміну від розкладання МС, яке за 30 хв досягає >97 %, розщеплення БК за тих

же умов становить лише $\approx 50\%$, а при 25 Гц – тільки 23%. Це можна пояснити тим, що БК в основному розкладаються радикалами OH , окисний потенціал ($\varphi = 2,7$ В) яких вище, ніж у БК (2,48 В) [9]. В той же час озон, окиснювач з найбільшою концентрацією, що генерується розрядом, не може відігравати роль визначального фактору у розщепленні БК, бо має недостатньо високе значення φ (2,1 В). Утворення радикалів OH^* під дією ІБР відбувається внаслідок реакцій коливального і обертального збудження молекул води (енергія порогу $T_n < 1$ еВ), дисоціації ($T_n \approx 7$ еВ) та іонізації ($T_n \approx 13$ еВ) [3].

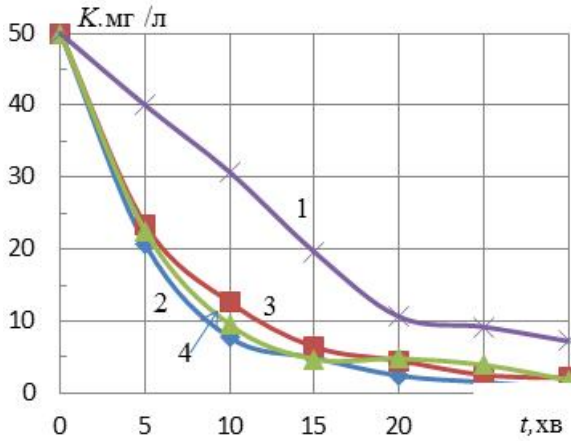


Рис. 3

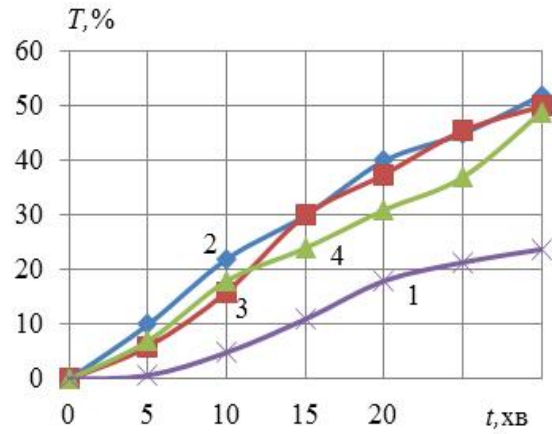


Рис. 4

Але генерація OH^* через реакції збудження



e найбільш вірогідною через те, що для її проходження потрібні найменші енергії електрона T_e . Але розкласти домішку та БК радикал OH^* може також і через ланцюг інших реакцій [15], в яких, зокрема, він утворюється у воді за участі розчиненого в ній озону O_3



Озон, що генерується розрядом, відіграє основну роль в розкладанні МС [6]. Основні реакції, що приводять до його утворення, проходять через дисоціацію молекул кисню



Озон поглинається водою як в самій РК, так і в КО. Визначити кількість генерованого ІБР озону в РК, через яку проходить розчин МС, досить складно, бо розчиняючись у воді, він реагує з домішкою. Щоб оцінити кількість розчиненого у воді озону в самій РК, через трубку 7 (рис. 1) за відсутності розряду від допоміжного генератора озону вводився озон з концентрацією $K_{zo} = 1,5-5$ мг/л ($Q_e = 1$ л/хв, $Q_b = 4$ л/хв). Відбір озону, що пройшов через РК для вимірювання його концентрації K_{ozl} , проводився через патрубок 12 (рис. 1). Щоб виключити можливий вплив МС через її реакцію з озоном на результати вимірювань, в експерименті використовувалася чиста вода. Залежності $K_{ozl}(K_{zo})$, а також зменшення концентрації озону $\Delta_{рк}(K_{zo})$ після його проходження через РК, представлено на рис. 5 відповідними кривими K_{ozl} та $\Delta_{рк}$. З рисунку видно, що частка поглинутого в РК водою озону у вказаному діапазоні змін K_{zo} становить 50–70%. Можна припустити, що за наявності у воді МС ця частка буде ще вищою, бо домішка збільшить витрати озону за рахунок реакції з ним.

Для того, щоб визначити спроможність КО поглинати озон, що не встиг прореагувати в РК, було визначено залежності (рис. 6) від частоти ІБР концентрацій озону на її вході K_{ozl} (патрубок 12)

та виході K_{O_2} (патрубок 15). Крива Δ_{KO} показує різницю між цими концентраціями і свідчить, що за $f > 25$ Гц доля озону, поглинутого водняним розчином МС, складає близько 60 %. Таким чином, загальна кількість корисно використаного в РК та КО озону може досягати 80 % від генерованого в ІБР.

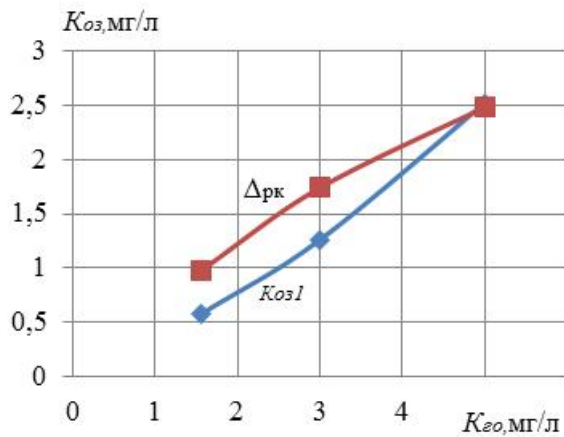


Рис. 5

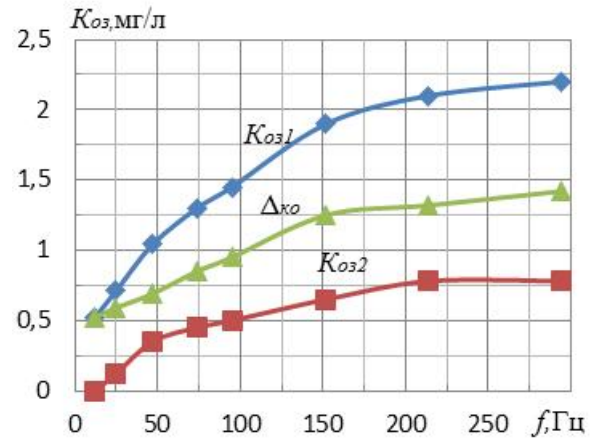


Рис. 6

Енергоефективність обробки води. Як вже відмічалось, загальноприйнятим показником енергоефективності електророзрядної обробки води є енергетичний вихід Y . Для умов цієї роботи значення Y розраховувалося з виразу

$$Y = \Delta K \frac{V_b}{f W_i \tau}, \quad (8)$$

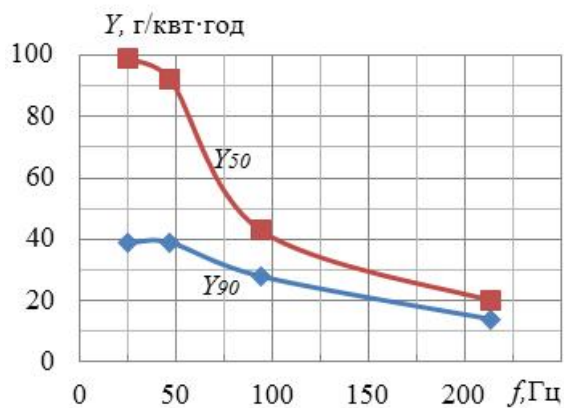


Рис. 7

де ΔK – зменшення концентрації домішки в об'ємі води V_b за час її обробки τ .

Для порівняння енергоефективності різних електророзрядних технологій, як правило, користуються двома показниками: енергетичний вихід розряду у разі зменшення початкової концентрації домішки наполовину – Y_{50} , та на 90 % – Y_{90} . Залежності цих величин від частоти для умов цієї роботи наведено на рис. 7, з якого видно, що зростання f понад 50 Гц приведе до стрімкого падіння значень Y_{50} та Y_{90} . Подібні зменшення Y за відносно невеликого підвищення f (тобто збільшенні енергії, що витрачається на

розряд) характерні і для інших досліджень обробки води ІБР та імпульсним коронним розрядами в плівковому [4–6] чи крапельному стані [8–10]. Однозначної відповіді на причини такої закономірності до цього часу немає. Можна припустити, що в основному вони пов'язані з великою кількістю плазмохімічних реакцій у разі ІБР, хід яких взаємозалежний, і одна реакція впливає на іншу, а також частково від термічного нагріву газорозрядного проміжку, в якому проходять ці реакції. Більш високі значення Y_{50} , ніж Y_{90} , пояснюється тим, що перші величини отримані за більш високих концентрацій домішки, що ще не встигла розкластися, тому згідно (1) швидкість розщеплення МС у середньому вища під час отримання Y_{50} , ніж для Y_{90} . Найбільші значення Y_{50} , яких було досягнуто в цій роботі $Y_{50} \approx 95$ г/кВт·год, що на 20–60 % вище за ті, що було отримано в [3–5] під час обробки ІБР води з домішкою МС в плівковому стані.

Висновки. Досліджено енергоефективність обробки імпульсним бар'єрним розрядом за частоти його повторення 25–300 Гц модельного зразка води (розчин органічного барвника – метиленової сині) в крапельно-плівковому стані за умов початково однорідного електричного поля, створюваного коаксіальною електродною системою, за відносно великого часу (≈ 30 мс) знаходження крапель в розрядному проміжку. Найбільшу енергоефективність розряд має за малих частот 25–50 Гц, яка дорівнює 95 г розкладеного забруднювача на 1 кВт·год вкладеної в розряд енергії. Ця величина на 20–60 % вища за ту, що була отримана в інших роботах під час обробки імпульсним бар'єрним розрядом води з домішкою метиленової сині при її плівковому русі в розрядній камері.

Енерговитрати на розщеплення бензолних кілець в кілька разів більші. У подальшому задля додаткового підвищення енергоефективності розряду необхідно визначити оптимальні значення енергії розрядного імпульсу та витрат повітря, що помпується через розрядну камеру.

Роботу виконано за держбюджетною НДР «Бар'єр-2» (КПКВК 6541030).

1. Vanraes P., Nikiforov A.Y., Leys Ch. Electrical Discharge in Water Treatment Technology for Micropollutant. *Plasma Science and Technology - Progress in Physical States and Chemical Reactions*. Chapter 15. 2016. Pp. 429–476. DOI: <https://doi.org/10.5772/61830>.
2. Muhammad Arif Malik. Water Purification by Plasmas: Which Reactors are Most Energy Efficient? *Plasma Chemical Plasma Process*. 2010. No 30. Pp. 21–31. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11090-009-9202-2>.
3. Bo Jiang, Jingtang Zheng, Shi Qiu, Qinhui Zhang, Zifeng Yan, Qingzhong Xue. Review on electrical discharge plasma technology for wastewater. *Chemical Engineering Journal*. 2014. No 236. Pp. 348–363. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cej.2013.09.090>
4. Magureanu M., Piroi D., Mandache N.B., Parvulescu V. Decomposition of methylene blue in water using a dielectric barrier discharge: Optimization of the operating parameters. *Journal of Applied Physics*. 2008. No 104. Pp. 103306-1–103306-7. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.3021452>
5. Biljana P. Dojchinovich, Goran M. Roglich, Bratislav M. Obradovich, Milorad M. Kuraicaca, Mirjana M. Kostich, Jelena Nesich, Dragan D. Manojlovich. Decolorization of reactive textile dyes using water falling film dielectric barrier discharge. *Journal of Hazardous Materials*. 2011. No 192. Pp. 763–771. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jhazmat.2011.05.086>
6. Божко І.В., Кондратенко І.П. Ефективність обробки водного розчину метиленової сині імпульсним бар'єрним розрядом на його поверхню. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 6. С. 89–97. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.089>
7. Pokryvailo A., Wolf M., Yankelevich Y., Wald S., Grabowski L.R., Van Veldhuizen E.V.M., Rutgers W.R., Reiser M., Glock B., Eckhardt T., Kempnaers P., Welleman A. High-power pulsed corona for treatment of pollutants in heterogeneous media. *IEEE transactions on plasma science*. 2006. Vol. 34. No 5. Pp. 1731–1743. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2006.881281>
8. Taichi Sugai, Yasushi Minamitani. Influence of Rise Rate of Applied Voltage for Water Treatment by Pulsed Streamer Discharge in Air-Sprayed Droplets. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2013. Vol. 41. Iss. 8. Pp. 2327–2334. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2013.2271319>
9. Taichi Sugai, Akira Tokuchi, Weihua Jiang. Effects of Pulsed Power Control on Plasma Water Treatment Using LTD. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2018. Vol. 46. Issue 10. Pp. 3566–3573. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2018.2825468>
10. Song Jiang, Yiyong Wen, Kefu Liu. Investigation of Pulsed Dielectric Barrier Discharge System on Water Treatment by Liquid Droplets in Air. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2015. Vol. 22. No 4. Pp. 1866–1871. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2015.7179142>
11. Яворовский Н.А., Корнев Я.И., Прейс С.В., Пельцман С.С., Хаскельберг М.Б., Чен Б.Н. Активные частицы-окислители в водо-воздушном потоке. *Известия Томского политехнического института*. 2006. Т. 309. № 2. С. 108–113.
12. Walsh J.L., Konga M.G. 10 ns pulsed atmospheric air plasma for uniform treatment of polymeric surfaces. *Applied Physics Letters*. 2007. Vol. 91. P. 251504. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.2825576>
13. Bozhko I.V., Serdyuk Y.V. Determination of Energy of a Pulsed Dielectric Barrier Discharge and Method for Increasing Its Efficiency. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2017. Vol. 45. Iss. 12. Pp. 3064–3069. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2017.2760888>
14. Божко І.В., Берека В.О. Однорідність імпульсного бар'єрного розряду в атмосферному повітрі за присутності води в краплинно-плівковому стані. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 5. С. 17–20. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.017>
15. Fangmin Huang, Li Chen, Honglin Wang, Zongcheng Yan. Analysis of the degradation mechanism of methylene blue by atmospheric pressure dielectric barrier discharge plasma. *Chemical Engineering Journal*. 2010. Vol. 162. Pp. 250–256. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cej.2010.05.041>
16. Божко І.В., Карлов О.М., Кондратенко І.П., Чарний Д.В. Розробка комплексу для обробки води імпульсним бар'єрним розрядом. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 6. С. 80–87. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.06.080>

RESEARCH OF ENERGY EFFICIENCY OF PROCESSING BY PULSE BARRIER DISCHARGE OF WATER IN A DROP-FILM STATE

V.O. Bereka, I.V. Bozhko, I.P. Kondratenko

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: ws77@ukr.net

The energy efficiency of a pulsed barrier discharge in air was investigated when it treated a model water sample in a drop-film state containing an organic dye (methylene blue) with an initial concentration of 50 mg/l. The water consumption was 4 l/min, the characteristic droplet diameter was ~1 mm. Water treatment was carried out in a coaxial discharge chamber with a gas gap of 3.2 mm and additionally in an ozonation chamber. The discharge was generated by short ~ 100 ns voltage pulses of ~26 kV, which provided a current density with an amplitude of ~ 1.3 A/cm² and a pulse energy of ~ 140 mJ. The time of decomposition of the impurity and the energy efficiency of the discharge were investigated as a function of the pulse repetition rate of 25–300 Hz. The discharge had the highest energy efficiency at frequencies of 25–50 Hz, at which the energy yield corresponding to 50% decomposition of the impurity is about 100 g/kW h. It is shown that most of ozone, one of the main oxidants generated by the discharge, dissolves in water in the discharge chamber. The concentration of ozone at the outlet from the discharge chamber can reach 2.2 mg/l. The remaining ozone is absorbed by the model solution (about 60%) in the ozonation chamber. References 16, figures 7.

Key words: pulsed barrier discharge, water treatment, ozone, hydroxyl radical, energy efficiency.

1. Vanraes P., Nikiforov A.Y., Leys Ch. Electrical Discharge in Water Treatment Technology for Micropollutant. *Plasma Science and Technology - Progress in Physical States and Chemical Reactions*. Chapter 15. 2016. Pp. 429–476. DOI: <https://doi.org/10.5772/61830>.

2. Muhammad Arif Malik. Water Purification by Plasmas: Which Reactors are Most Energy Efficient? *Plasma Chemical Plasma Process*. 2010. No 30. Pp. 21–31. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11090-009-9202-2>.

3. Bo Jiang, Jingtang Zheng, Shi Qiu, Qinhuai Zhang, Zifeng Yan, Qingzhong Xue. Review on electrical discharge plasma technology for wastewater. *Chemical Engineering Journal*. 2014. No 236. Pp. 348–363. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ccej.2013.09.090>

4. Magureanu M., Piroi D., Mandache N.B., Parvulescu V. Decomposition of methylene blue in water using a dielectric barrier discharge: Optimization of the operating parameters. *Journal of Applied Physics*. 2008. No 104. Pp. 103306-1–103306-7. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.3021452>

5. Biljana P. Dojchinovich, Goran M. Roglicb, Bratislav M. Obradovich, Milorad M. Kuraicaca, Mirjana M. Kostich, Jelena Nesich, Dragan D. Manojlovich. Decolorization of reactive textile dyes using water falling film dielectric barrier discharge. *Journal of Hazardous Materials*. 2011. No 192. Pp. 763–771. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jhazmat.2011.05.086>

6. Bozhko I.V., Kondratenko I.P. Efficiency of treatment of aqueous solution of methylene blue via exposure to pulse dielectric barrier discharge to the surface. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 6. Pp. 89–97. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.089>

7. Pokryvailo A., Wolf M., Yankelevich Y., Wald S., Grabowski L.R., Van Veldhuizen E.V.M., Rutgers W.R., Reiser M., Glock B., Eckhardt T., Kempenaers P., Welleman A. High-power pulsed corona for treatment of pollutants in heterogeneous media. *IEEE transactions on plasma science*. 2006. Vol. 34. No 5. Pp. 1731–1743. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2006.881281>

8. Taichi Sugai, Yasushi Minamitani. Influence of Rise Rate of Applied Voltage for Water Treatment by Pulsed Streamer Discharge in Air-Sprayed Droplets. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2013. Vol. 41. Iss. 8. Pp. 2327–2334. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2013.2271319>

9. Taichi Sugai, Akira Tokuchi, Weihua Jiang. Effects of Pulsed Power Control on Plasma Water Treatment Using LTD. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2018. Vol. 46. Issue 10. Pp. 3566–3573. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2018.2825468>

10. Song Jiang, Yiyong Wen, Kefu Liu. Investigation of Pulsed Dielectric Barrier Discharge System on Water Treatment by Liquid Droplets in Air. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2015. Vol. 22. No 4. Pp. 1866–1871. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2015.7179142>

11. Yavorovskiy N.A., Kornev Ya.I., Preis S.V., Pelchtsman S.S., Haskelberg M.B., Chen B.N. Active oxidizing particles in water-air flow. *Bulleten Tomskoho Politekhnikheskoho Instituta*. 2006. Vol. 309. No 2. Pp. 108–113 (Rus).

12. Walsh J.L., Konga M.G. 10 ns pulsed atmospheric air plasma for uniform treatment of polymeric surfaces. *Applied Physics Letters*. 2007. Vol. 91. P. 251504. DOI: <https://doi.org/https://doi.org/10.1063/1.2825576>

13. Bozhko I.V., Serdyuk Y.V. Determination of Energy of a Pulsed Dielectric Barrier Discharge and Method for Increasing Its Efficiency. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2017. Vol. 45. Iss. 12. Pp. 3064–3069. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2017.2760888>

14. Bozhko I.V., Bereka V.O. Uniform of pulse barrier discharge in the air of atmospheric pressure in the presence of water in a drop-film condition. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 17–21 (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.017>

15. Fangmin Huang, Li Chen, Honglin Wang, Zongcheng Yan. Analysis of the degradation mechanism of methylene blue by atmospheric pressure dielectric barrier discharge plasma. *Chemical Engineering Journal*. 2010. Vol. 162. Pp. 250–256. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ccej.2010.05.041>

16. Bozhko I.V., Karlov A.N., Kondratenko I.P., Charnyj D.V. Development of complex for water treatment with pulse barrier discharge. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 6. Pp. 80–86. (Ukr.) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.06.080>

Надійшла 28.12.2020
Остаточний варіант 29.03.2021

SIMULATION OF MOBILE ROBOT CLAMPING MAGNETS BY CIRCLE-FIELD METHOD

O.O. Chernov*, O.S. Gerasin, A.M. Topalov, D.K. Stakanov, A.P. Hurov, Yu.O. Vyzhol**
Admiral Makarov National University of Shipbuilding,
9, Heroev Ukrainy Av., Mykolaiv, 54025, Ukraine. E-mail: alextcherno@gmail.com

There are a list of complicated tasks need to be solved to increase the working productivity and decrease working cost in modern shipbuilding and ship repair. Good results in solving those problems are shown whether automation with varied robots implementation. The mobile robots able to move and perform given technological operations on different-spaced ferromagnetic surfaces are equipped with own control systems, movers and clamping devices. Usually, reliability and safety of such robots are in direct dependence on designers' adequate representation of their behavior that is described by mathematical description of separate parts or the robot in the whole to correct control problem solving. The article amply considers the process of the climbing mobile robot clamping electromagnet simulation model building using the improved circle-field method on the example of BR-65/30 clamping electromagnet. The model is built on the basis of interpolated dependences of flux coupling and electromagnetic force on the magnetomotive force and the value of the air gap obtained by numerical calculations of the magnetic field. The dynamic properties of the electromagnet are investigated and a family of its traction characteristics is obtained by the developed model, which can be used for automatic control of the robot clamping device. References 25, figures 5, tables 3.

Key words: clamping electromagnets, mobile robot, modeling, circle-field method, traction characteristics.

Introduction. Increasing labor productivity and reducing the cost of finished products or services in modern conditions is achieved by increasing the level of automation of production, including by using robotic systems and complexes that replace humans when performing time-consuming and dangerous to human life and health technological operations [1-3]. Particularly important role is played by flexible mobile robots, which are able to move the work tool on both flat and complex sloping surfaces [4, 5]. In particular, in shipbuilding and ship repair the use of mobile robots on ferromagnetic surfaces of ship hulls is promising for automation of multi-purpose technological operations and tasks: cleaning of large areas, painting, cutting, welding, inspection, diagnostics, rescue operations and fire safety, operating in aggressive and high-temperature environments, hard-to-reach places, etc. [4-8].

Mobile robotic complexes are equipped with clamping permanent magnets or controlled electromagnets to ensure reliable retention and movement on the ferromagnetic surface [9]. The electromagnet as an element of the automatic control system of clamping force has better controllability than pneumatic and hydraulic clamping devices of mobile robots [10-11]. When designing robots with a fixed gap between the clamping magnet and the working ferromagnetic surface, there is a problem of choosing the optimal number of clamping magnets with a certain value of the nominal clamping force for reliable movement and adhesion to the surface without slipping [12, 13]. Therefore, the development and improvement of models and methods, that will take into account the electromagnetic and electromechanical processes of interaction of the clamping electromagnet and the ferromagnetic surface, is an urgent task to improve the efficiency and reliability of advanced control systems of such mobile robots with working surfaces [3, 12, 14, 15].

Analysis of previous research. For joint simulation of electromagnetic, electromechanical and mechanical processes, it is advisable to use the circle-field method [16]. When applied to electromagnets it allows to determine the instantaneous values of electromagnetic force and flux coupling depending on the value of the air gap and the voltage supplied to the winding [17]. The essence of the method is a numerical calculation of the spatial magnetic field taking into account the nonlinearity of the magnetic circuit magnetization characteristics for a fixed position of the electromagnet armature and a fixed value of direct current in the winding [18, 19]. Next, the amount of magnetic flux linkage is determined integrating the magnetic induction by the area of the winding turns:

$$\Psi = \sum_{j=1}^W \int_{S_{w_j}} \mathbf{Bn}_{w_j} dS_{w_j},$$

where S_{wj} is the area of the j -th turn of the winding; \mathbf{B} is the vector of magnetic induction; \mathbf{n}_{wj} is the normal to the plane of the j -th turn of the winding. The vector of electromagnetic force \mathbf{F}_e acting on the armature of the electromagnet is determined according to Maxwell's formula [20]:

$$\mathbf{F}_e = \frac{1}{\mu_0} \oint_S \left((\mathbf{B}\mathbf{n})\mathbf{B} - \frac{1}{2} B^2 \mathbf{n} \right) dS,$$

where S is the surface of the anchor; \mathbf{n} is the normal vector to the anchor surface. If the vector \mathbf{F}_e is directed along the tracking direction of the armature then $F_e = |\mathbf{F}_e|$.

Similarly, the values of flux linkage and electromagnetic force are determined for a number of combinations of the air gap values and direct current in the winding. The results of the calculations are entered in two tables showing the dependences of the flux linkage ψ and the electromagnetic force F_e on the value of the air gap δ and the magnetomotive force of the winding IW . As a result of tabular dependences approximation, continuous functions $\psi(IW, \delta)$ and $F_e(IW, \delta)$ are obtained, which are then used in solving the equations of the electromagnet winding electric circuit combined with the equations of mechanics.

In the articles [21, 22] an improved circle-field method is used. It includes the transformation of the direct dependences $\psi(IW)$ to inverse dependences $IW(\psi)$ for a number of δ values. This eliminates the need for flux linkage differentiation in the numerical equation solution, and thus increases the accuracy of the simulation. Therefore, this modification of the method is most suitable for modelling clamping electromagnets of mobile robots.

The aim of this research was to develop a simulation model of electromagnetic and electromechanical processes in the clamping electromagnets of mobile robots using the circle-field method.

Designing a model of the mobile robot clamping magnet in Ansoft Maxwell. It is advisable to use clamping electromagnets BR-65/30 (Fig. 1, *a*) in the considered mobile robots. The main characteristics of the electromagnet [23] are: rated voltage 12 V; rated current 1.08 A; rated power 13 W; rated clamping force 800 N; winding inductance 75 mH (according to the measurement results).

A specialized program Ansoft Maxwell was used for numerical calculations of electromagnetic force and magnetic flux linkage of electromagnets when varying the values of the magnetomotive force and air gap [19, 24]. The three-dimensional model of the electromagnet is built in the graphic editor of the Ansoft Maxwell and presented in Fig. 1, *b*, where 1 – electromagnet core; 2 – winding; 3 – ferromagnetic disk to which the electromagnet is attracted. The diameter of the disk is chosen to be twice the diameter of the electromagnet to eliminate the influence of the edge effect. Then a number of magnetomotive force values are programmatically set. Two tables of magnetic flux linkage values (Table 1) and electromagnetic force values (Table 2) are obtained as a result of computer simulation.

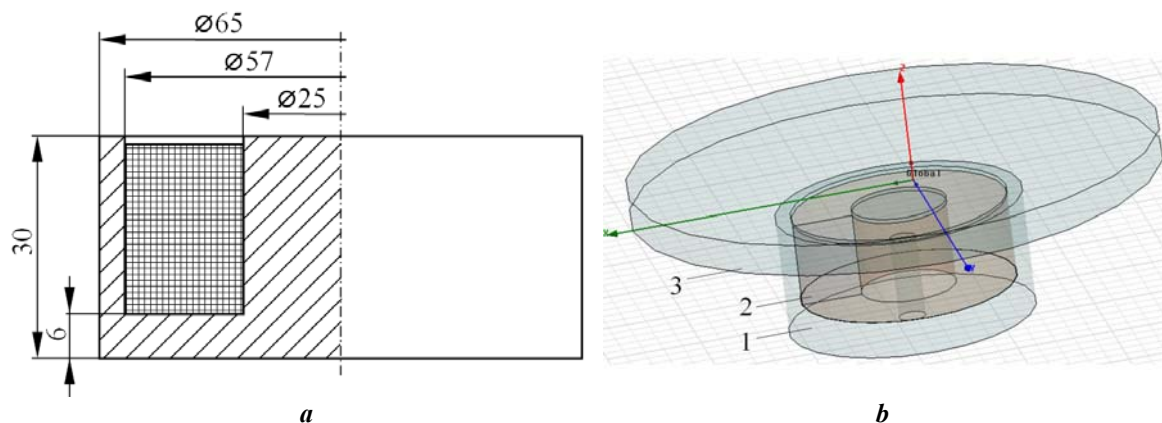


Fig. 1

Since in the future the magnetic flux linkage function will be approximated by the least squares method, and the electromagnetic force function will be interpolated by cubic splines, it requires a larger number of calculation points (Table 2).

Table 1

δ , mm	IW , kA											
	0.1	0.25	0.5	1	1.5	2	3	4	6	8	10	12
0.05	0.430	0.730	0.837	0.885	0.925	0.955	1.013	1.068	1.174	1.277	1.376	1.468
0.1	0.298	0.647	0.812	0.875	0.915	0.948	1.007	1.063	1.170	1.272	1.372	1.465
0.175	0.204	0.498	0.762	0.863	0.902	0.941	0.996	1.054	1.163	1.265	1.364	1.458
0.25	0.158	0.393	0.697	0.853	0.891	0.929	0.987	1.045	1.155	1.259	1.358	1.453
0.35	0.125	0.312	0.597	0.834	0.877	0.916	0.979	1.035	1.144	1.251	1.350	1.445
0.5	0.096	0.241	0.475	0.786	0.859	0.895	0.965	1.016	1.131	1.237	1.339	1.435
0.75	0.072	0.181	0.360	0.681	0.827	0.868	0.938	1.002	1.107	1.217	1.319	1.416
1	0.059	0.147	0.294	0.577	0.776	0.842	0.910	0.981	1.088	1.196	1.298	1.399
1.5	0.045	0.113	0.226	0.449	0.657	0.789	0.874	0.936	1.060	1.159	1.263	1.362
2	0.038	0.094	0.188	0.375	0.559	0.715	0.841	0.904	1.022	1.132	1.229	1.328
3	0.029	0.073	0.147	0.295	0.440	0.581	0.780	0.851	0.968	1.070	1.181	1.271
4	0.025	0.063	0.126	0.253	0.379	0.503	0.719	0.813	0.925	1.033	1.136	1.235
5	0.023	0.057	0.114	0.227	0.342	0.454	0.663	0.778	0.898	1.002	1.089	1.199

Table 2

δ , mm	IW , kA															
	0.1	0.25	0.35	0.5	0.75	1	1.25	1.5	2	2.5	3	4	6	8	10	12
0.05	212	613	717	801	860	899	938	977	1030	1077	1123	1210	1382	1551	1707	1828
0.1	94.1	489	590	701	783	823	859	894	953	1000	1042	1127	1290	1453	1603	1736
0.175	41.1	243	412	570	692	735	770	803	866	913	955	1036	1191	1345	1487	1626
0.25	23	141	266	445	599	663	697	730	790	842	883	961	1110	1256	1397	1526
0.35	12.9	80.5	156	300	490	584	621	651	708	762	807	882	1025	1164	1298	1426
0.5	6.94	43.3	84.4	170	343	465	529	560	614	664	712	787	923	1056	1183	1307
0.75	3.37	21.1	41.3	83.9	185	303	393	448	500	546	590	668	796	920	1041	1158
1	2.01	12.6	24.6	50.2	112	194	281	349	418	460	499	575	698	814	930	1042
1.5	0.97	6.06	11.9	24.3	54.5	96.3	148	205	299	343	376	441	557	659	761	865
2	0.578	3.61	7.08	14.4	32.5	57.5	89.6	127	208	265	297	351	455	548	638	730
3	0.277	1.73	3.39	6.92	15.5	27.6	43.1	61.9	108	158	195	239	318	395	468	541
4	0.162	1.01	1.99	4.05	9.13	16.2	25.3	36.4	64.2	97.7	131	171	234	295	355	414
5	0.106	0.663	1.3	2.65	5.96	10.6	16.6	23.8	42.2	65	90.1	127	177	226	275	323

Approximation of the magnetic field calculation results. The dependences $\psi_j(IW)$ can be approximated by hyperbolic functions [25]:

$$y_j(x) = (y_{c_j} - k_r x_{c_j}) \left(1 - \left[(x - x_{c_j})^2 + b_j^2 \right]^{1/2} \left[x_{c_j}^2 + b_j^2 \right]^{-1/2} \right) + k_r x,$$

where j is the row number of Table 1; (x_c, y_c) are the coordinates of the center of the hyperbola; b is the value that sets the focal length; k_r is the coefficient of rotation.

All 4 coefficients of the approximating function are determined by the method of least squares by searching in 4 nested loops for one of the dependences ($j = 6, \delta = 0.5$ mm), so the slope of the upper asymptote, which is the same for all hyperbolas $y_j(x)$, is found as:

$$k_a = (k_r x_{c_6} - y_{c_6}) (x_{c_6}^2 + b_6^2)^{-1/2} + k_r = 5.198 \text{ Wb/A}.$$

When approximating other dependencies a search of values x_c, y_c and b is performed in 3 nested loops determining the value of k_r by the formula:

$$k_r = \left(y_c (x_c^2 + b^2)^{-1/2} + k_a \right) \left(x_c (x_c^2 + b^2)^{-1/2} + 1 \right)^{-1}.$$

The resulting vectors of the hyperbola coefficients:

$$\mathbf{x}_c = (133 \ 232 \ 354 \ 482 \ 621 \ 810 \ 1103 \ 1348 \ 1762 \ 2100 \ 2644 \ 3012 \ 3278)^T \text{ (A)};$$

$$\mathbf{y}_c = (0.867 \ 0.866 \ 0.866 \ 0.864 \ 0.864 \ 0.862 \ 0.856 \ 0.85 \ 0.836 \ 0.822 \ 0.796 \ 0.774 \ 0.752)^T \text{ (mWb)};$$

$$\mathbf{b} = (121 \ 150 \ 198 \ 222 \ 262 \ 324 \ 373 \ 434 \ 480 \ 518 \ 530 \ 516 \ 462)^T \text{ (A)};$$

$$\mathbf{k}_r = (2.802 \ 1.732 \ 1.168 \ 0.88 \ 0.694 \ 0.539 \ 0.404 \ 0.334 \ 0.259 \ 0.219 \ 0.175 \ 0.154 \ 0.14)^T \text{ (mWb/kA)}.$$

The graphs of the dependencies $\psi_j(IW)$ are shown in Fig. 2.

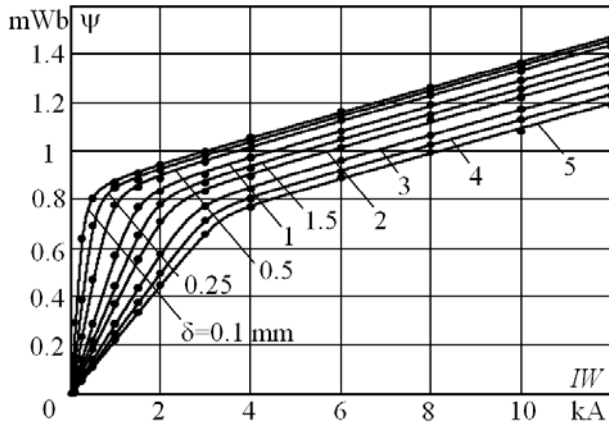


Fig. 2

Then we set a range of flux linkage values:

$$\Psi_k = k\Delta\psi,$$

where $k = 0, 1, \dots, 15$; $\Delta\psi = 0.1$ mWb. For each value we make the equation:

$$\psi_j(IW) = \Psi_k.$$

A number of magnetomotive force values $IW_{j,k}$, corresponding to the specified values of flux linkage Ψ_k at air gap values δ_j , is determined numerically solving these equations by the method of half division. The results are summarized in Table 3. By interpolating the table dependence we obtain the function of two variables $IW(\psi, \delta)$. This function will be used in the equations of the electric circuit of the electromagnet winding.

Table 3

δ , mm	ψ , mWb														
	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
	IW , kA														
0.1	0.032	0.065	0.099	0.136	0.176	0.224	0.293	0.453	1.24	2.95	4.83	6.73	8.65	10.6	12.5
0.25	0.062	0.124	0.188	0.254	0.325	0.404	0.506	0.706	1.54	3.24	5.11	7.01	8.93	10.8	12.8
0.5	0.101	0.204	0.308	0.415	0.527	0.651	0.802	1.07	1.96	3.64	5.5	7.39	9.3	11.2	13.1
1	0.166	0.334	0.504	0.676	0.855	1.05	1.27	1.64	2.69	4.41	6.27	8.17	10.1	11	13.9
1.5	0.218	0.437	0.658	0.883	1.11	1.36	1.64	2.09	3.29	5.06	6.94	8.84	10.8	12.7	14.6
2	0.263	0.526	0.792	1.06	1.34	1.62	1.95	2.5	3.85	5.66	7.55	9.46	11.4	13.3	15.2
3	0.338	0.677	1.02	1.36	1.71	2.07	2.49	3.22	4.8	6.67	8.57	10.5	12.4	14.3	16.3
4	0.394	0.789	1.19	1.58	1.99	2.41	2.88	3.81	5.54	7.43	9.33	11.3	13.2	15.1	17
5	0.439	0.880	1.32	1.76	2.21	2.67	3.2	4.36	6.19	8.1	10	11.9	13.9	15.8	17.7

Electromagnet equivalent circuit and process equations. Taking into account the influence of eddy currents on the nature of transients, we make an equivalent circuit of the electromagnet winding (Fig. 3). The circuit shows: R is the active resistance of the winding; values reduced to the winding: $i_{e.c}^* = i_{e.c} / W$; $R_{e.c}^* = R_{e.c} W^2$; $i_{e.c}$ is the magnetomotive force generated by eddy currents; W is the number of the winding turns; $R_{e.c}$ is the resistance to eddy currents; u , i , i_μ is the instantaneous values of winding voltage, winding current and magnetizing current, respectively.

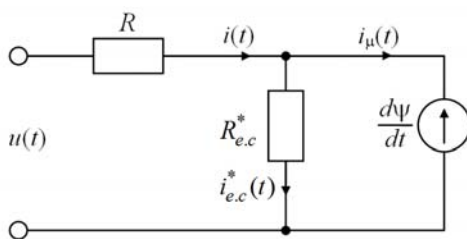


Fig. 3

Since the number of the winding turns is not given in the documentation of the electromagnet, it can be determined through the measured inductance $L = 75$ mH and calculated in the program Ansoft Maxwell magnetic conductivity in the open state $\Lambda_{open} = 0,144$ mkH:

$$W = \sqrt{L / \Lambda_{open}} = 722.$$

The complex magnetic resistance has been calculated as $Z_m = R_m + jX_m = 2.2 \cdot 10^6 + j \cdot 9.5 \cdot 10^3$ (H^{-1}) to determine the value of $R_{e.c}$. Wherein it was set low-frequency alternating current ($\omega = 1$ rad/s) in the model to eliminate current displacement effect. The resistance to eddy currents is determined using the imaginary part of the complex magnetic resistance: $R_{e.c} = \omega / X_m = 10^{-4}$ Ohm.

The resistance reduced to the winding:

$$R_{e.c}^* = R_{e.c} W^2 = 52 \text{ Ohm}.$$

The equations of the electric circuit processes:

$$\frac{d\psi}{dt} = u(t) - Ri(t); \quad i(t) = i_{\mu}(t) + i_{e.c}^*(t); \quad i_{\mu} = \frac{1}{W}IW(\psi(t), \delta(t)); \quad i_{e.c}^*(t) = \frac{1}{R_{e.c}^*}(u(t) - Ri(t)). \quad (1)-(4)$$

The equations (1) – (4) can be solved numerically using Rungk-Kutta method.

Development of the simulation model and calculation of electromagnet characteristics. A simulation model of the electromagnet in the Simulink environment is created based on equations (1) – (4) and Tables 1, 3 (Fig. 4). The calculation of the resulting magnetomotive force is occurred in the block "IW" by interpolating the data of Table 3 and the calculation of electromagnetic force – in the block "Magnetic force" by interpolating the data in Table 1.

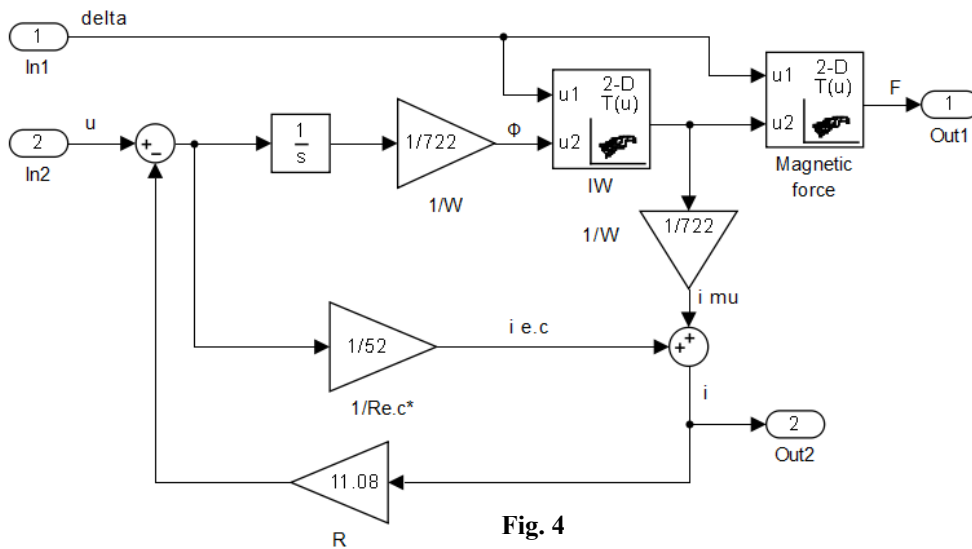


Fig. 4

The input values of the electromagnet simulation model are the instantaneous values of voltage and air gap, and the output values are the instantaneous values of the electromagnetic force and current. The electromagnet characteristics (Fig. 5) are obtained as a result of modelling.

A family of static traction characteristics is given in Fig.

5, *a*. They are the dependences of the electromagnetic force on the value of the air gap at different values of the winding current. At the rated current I_n and close to zero values of the air gap electromagnetic force is close to 800 N, which corresponds to the nominal clamping force given in the datasheet [23].

If the nominal value of the air gap between the mobile robot's clamping electromagnets and the ferromagnetic surface is 2 mm, then, according to the characteristics (Fig. 5, *a*), at rated current each electromagnet will provide a clamping force of 35 N, and double current increase will give an opportunity to briefly increase the force to 140 N to prevent detachment from the surface in case of danger. Similarly, at the beginning of the detachment (this situation can be detected by slip displacement sensors [13]), when the gap increases to 2.5 mm, a short-term increase in current to twice the nominal value will increase the force to 91 N and return the robot to the working surface.

The dynamic properties of clamping electromagnets have essential value at automatic control. Fig. 5 shows graphs of growth of electromagnetic force (Fig. 5, *b*) and winding current (Fig. 5, *c*) when the electromagnet is turned on at rated voltage for different values of the air gap. The following patterns can be observed according to the obtained graphs. As the air gap value decreases, the time of the electromagnetic force increase first increases (at the gap values less than 0.3 mm), and then decreases again. This is due to the electromagnet inductance increase by the air gap magnetic conductivity increase, and then – the inductance decrease by the steel saturation. The dynamics of the winding current change is characterized by a stepwise increase to 0.2 A due to eddy currents, and then – by a gradual increase to the nominal value. The rate of current growth also depends on the conductivity of the gap and the saturation of the magnetic circuit.

Conclusions. The use of the circle-field method for modeling clamping electromagnets of mobile robots makes it possible to create a model of electromagnetic and electromechanical processes, that takes into account the spatial distribution of the magnetic field, nonlinearity of steel magnetization characteristics and eddy currents, adding new knowledge to [12, 15, 19, 25]. The model is based on the numerically calculated dependences of flux linkage and electromagnetic force on the magnetomotive force and the value of the air gap, which were approximated and included in the equations of the electromagnet winding electric circuit. At the same time mathematical methods of approximation of dependences of flux linkage on magnetomotive force by hyperbolic functions and transition to inverse dependences were applied. The simulation model of the clamping electromagnet in the Simulink program is designed on the basis of the received equations and the calculated tabular values. The family of the traction characteristics for different winding cur-

rents, as well as the characteristics of the electromagnet at different values of the air gap are calculated. They determine the electromagnet dynamic properties as an actuator of the clamping force automatic control system. The developed simulation model of the clamping electromagnet will be used as a subsystem included as a part in the model of motion control systems for mobile robots able to move on inclined and vertical ferromagnetic surfaces.

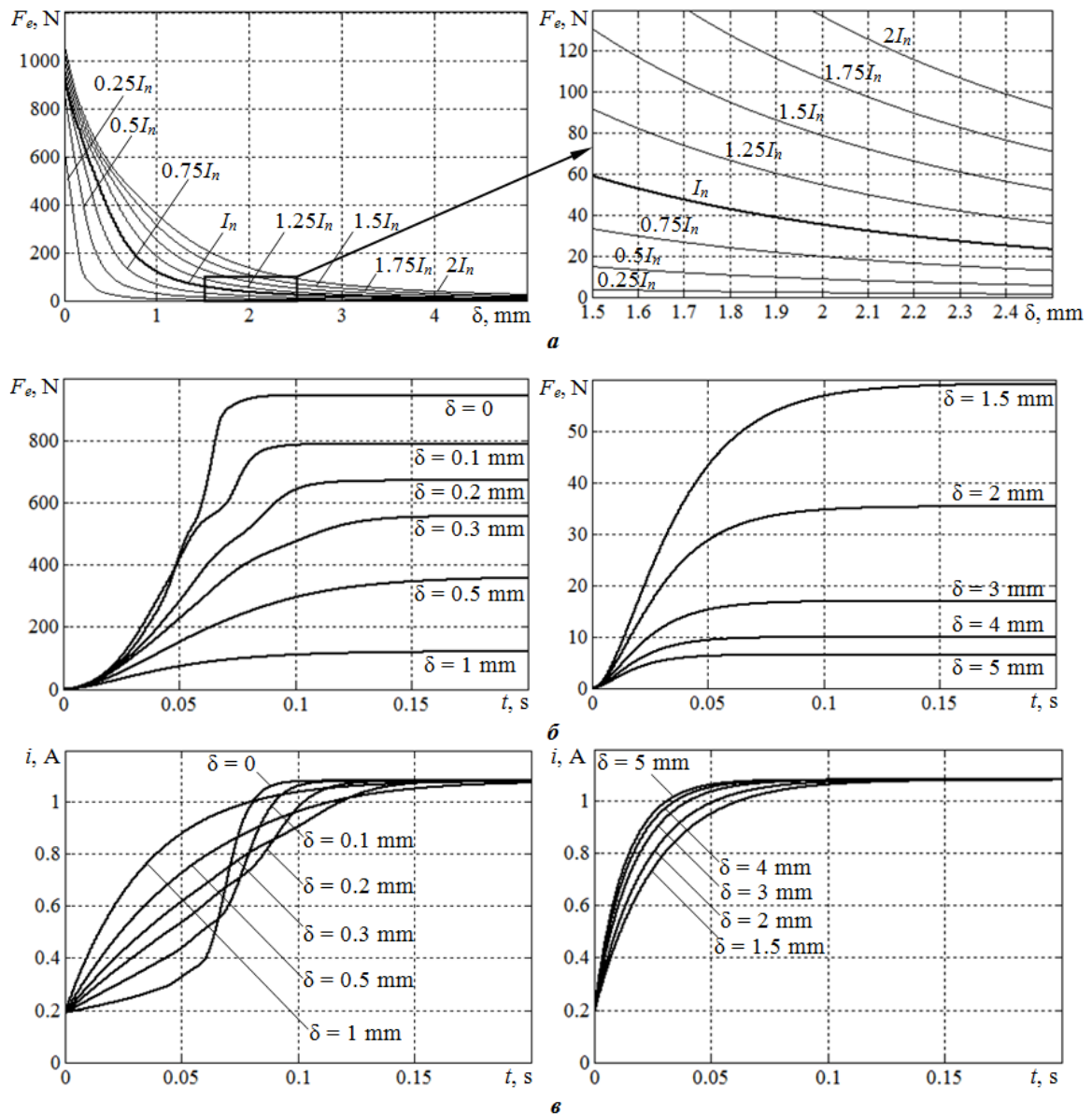


Fig. 5

- Christensen L., Fischer N., Kroffke S., Lemburg J., Ahlers R. Cost-effective autonomous robots for ballast water tank inspection. *Journal of Ship Production and Design*. 2011. Vol. 27 (3). Pp. 127-136.
- Ross B., Bares J., Fromme C. A semi-autonomous robot for stripping paint from large vessels. *The International Journal of Robotics Research*. 2003. Vol. 22(7-8). Pp. 617-626. DOI: <https://doi.org/10.1177/02783649030227010>.
- Kondratenko Y.P., Kozlov A.V. Parametric optimization of fuzzy control systems based on hybrid particle swarm algorithms with elite strategy. *Journal of Automation and Information Sciences*. 2019. Vol. 51. Issue 12. Pp. 25-45.
- Tosun O., Akin H.L., Tokhi M.O., Virk G.S. Mobile robotics: solutions and challenges. Proc. of the 12th International Conference on *Climbing and Walking Robots and the Support Technologies for Mobile Machines*. Istanbul, Turkey, September 9-11, 2009.
- Taranov M., Rudolph J., Wolf C., Kondratenko Y., Gerasin O. Advanced approaches to reduce number of actors in a magnetically-operated wheel-mover of a mobile robot. Proc. of the 2017 13th International Conference *Perspective Technologies and Methods in MEMS Design (MEMSTECH)*. Polyana, Ukraine, 2017. Pp. 96-100.
- Souto D., Faiña, A., Deibe, A., Lopez-Peña, F., Duro, R. J. A robot for the unsupervised grit-blasting of ship hulls. *International Journal of Advanced Robotic Systems*. 2012. Vol. 9. Pp. 1-16.
- Siciliano B., Khatib O. Springer handbook of robotics. Springer, 2016. 1611 p.
- Faina A., Orjales F., Souto D., Bellas F., Duro R. A modular architecture for developing robots for industrial applications. *Advances in Intelligent Robotics and Collaborative Automation*. River Publishers, 2015. Pp. 1-26.

9. Kondratenko Y.P., Rudolph J., Kozlov O.V., Zaporozhets Y.M., Gerasin O.S. Neuro-fuzzy observers of clamping force for magnetically operated movers of mobile robots. *Tekhnichna Electrodynamica*. 2017. No 5. Pp. 53-61. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.05/053>
10. Gradetskiy V., Rachkov M. Robots for vertical movement. Moscow: RF Ministry of Education Publisher, 1997. (Rus)
11. Souto D., Faica A., Lypez-Peca F., Duro R.J. Lappa: a new type of robot for underwater non-magnetic and complex hull cleaning. Proc. of IEEE International Conference *Robotics and Automation*. Karlsruhe, Germany, May 6-10, 2013. Pp. 3394-3399.
12. Zaporozhets Y. M., Kondratenko Y. P. Objectives and features of the control of magnetic mover wheeled mobile robot. *Elkctronnoe Modelirovanie*. 2013. Vol. 35. No 5. Pp. 109-123. (Rus).
13. Kondratenko Y., Topalov A., Gerasin O. Analysis and modeling of the slip signals' registration processes based on sensors with multicomponent sensing elements. Proc. of the 13th International Conference *CADSM 2015*, Lviv, Ukraine, February 24-27, 2015. Pp. 109-112.
14. Kondratenko Y.P., Kozlov O.V. Generation of rule bases of fuzzy systems based on modified ant colony algorithms. *Journal of Automation and Information Sciences*, 2019. Vol. 51. Issue 3. Pp. 4-25.
15. Kondratenko Y., Zaporozhets Y., Rudolph J., Gerasin O., Topalov A., Kozlov O. Modeling of clamping magnets interaction with ferromagnetic surface for wheel mobile robots. *International Journal of Computing*. 2018. No 17 (1). Pp. 33-46.
16. Vaskovskiy Yu.N. Prospects for modeling the dynamic modes of electromechanical transducers based on circle-field methods. *Electrical engineering and electromechanics*. 2003. No 1. Pp. 23-25. (Rus.)
17. Neyman L., Neyman V., Shabanov A. Vibration dynamics of an electromagnetic drive with a half-period rectifier. Proc. of 18-th International Conference of Young Specialists *Micro/nanotechnologies and Electron Devices EDM*. Novosibirsk, RF. 2017. Pp. 503-506.
18. Polivanov K.M. Theoretical foundations of electrical engineering. Part 3% Electromagnetic field theory. Moskva: Energiia, 1969. 352 p. (Rus)
19. Kondratenko Y. P., Zaporozhets Y. M., Rudolph J., Gerasin O. S., Topalov A. M., Kozlov O. V. Features of clamping electromagnets using in wheel mobile robots and modeling of their interaction with ferromagnetic plate. Proc. of the 9th IEEE International Conference *Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications (IDAACS)*. Bucharest, Romania, 2017. Vol. 1. Pp. 453-458.
20. Lvov E.L. Relationship between different methods of calculating static traction forces in electromagnetic systems. *Proceedings of the Moscow Energy Institute*. 1951. Issue VII.
21. Tchernov A.A. Dynamic model of an electromagnetic vibrating drive. *Tekhnichna Electrodynamica*. 2014. No 2. Pp. 37-43. (Rus)
22. Chernov O.O., Monchenko M.Y. Energy efficiency of the vibratory device electromagnetic drive system. *Tekhnichna Electrodynamica*. 2015. No 1. Pp. 20-25.
23. Bairun Electric Store. Electromagnet 65*30 mm, 80 kg, DC 5V/12V/24V. URL: <https://goo.su/3hGb> (accessed 15.11.2020)
24. Cherkasova O.A. Research of the magnetic field of the permanent magnet by means of computer modeling. URL: <https://goo.su/3Hgb>. (accessed 15.11.2020). (Rus)
25. Chernov O., Hurov A., Bugrim L. Peculiarities of the creating of electromagnetic vibration drive systems mathematical models. *Electromechanical and energy saving systems*. 2018. Vol. 3(43). Pp. 45-51. (Ukr)

УДК 621.318.3

МОДЕЛЮВАННЯ ПРИТИСКИХ МАГНІТІВ МОБІЛЬНИХ РОБОТІВ КОЛО-ПОЛЬОВИМ МЕТОДОМ

О.О. Черно, канд. техн. наук, **О.С. Герасин**, канд. техн. наук, **А.М. Топалов**, канд. техн. наук, **Д.К. Стаканов**, **А.П. Гуров**, канд. техн. наук, **Ю.О. Вижол**, канд. фіз.-мат. наук

Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова,
просп. Героїв України, 9, Миколаїв, 54025, Україна. E-mail: alextcherno@gmail.com

У сучасному суднобудуванні та судноремонті існує перелік складних завдань, які потрібно вирішити для підвищення продуктивності праці та зменшення основних витрат. Хороші результати у вирішенні цих завдань показує автоматизація із впровадженням різномісних роботів. Мобільні роботи, здатні переміщуватися та виконувати задані технологічні операції на феромагнітних поверхнях різного просторового розташування, обладнують власними системами керування, рушіями та притискними пристроями. Зазвичай надійність магніта та безпека таких роботів знаходяться в прямій залежності від належного уявлення розробників щодо їхньої поведінки, яка описується математично для окремих частин або робота в цілому з метою коректного вирішення проблем керування. В статті розглянуто процес побудови імітаційних моделей притискних електромагнітів мобільних роботів з використанням покращеного коло-польового методу на прикладі електромагніта BR-65/30. Модель побудовано на основі інтерпольованих залежностей потокозчеплення та електромагнітної сили від магніторушійної сили та величини повітряного зазору, отриманих шляхом числових розрахунків магнітного поля. За допомогою розробленої моделі досліджено динамічні властивості електромагніту та отримано сімейство його тягових характеристик, що можуть бути використані для автоматичного керування притискним пристроєм. Бібл. 25, рис. 5, табл. 3.

Ключові слова: затискні електромагніти, мобільний робот, моделювання, метод кругового поля, тягові характеристики.

Надійшла 06.01.2021

**МОДЕЛІ ФОРМ ПРЕДСТАВЛЕННЯ НАВЧАЮЧИХ СУКУПНОСТЕЙ
ДЛЯ БАГАТОРІВНЕВИХ СИСТЕМ ДІАГНОСТУВАННЯ ВУЗЛІВ
ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ**

М.В. Мислович*, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: myslmy@gmail.com

Наведено результати дослідження удосконалених математичних моделей вібраційних інформаційно-діагностичних сигналів, що враховують як властивості об'єктів діагностування, так і режими (швидкісний, електричний, температурний та ін.), у яких він працює. Розглянуто моделі представлення навчаючих сукупностей, що відповідають різноманітним технічним станам вузлів електротехнічного обладнання (ЕО) для різних режимів їхньої експлуатації. Запропоновано моделі представлення навчаючих сукупностей у вигляді матриці, елементи якої відображають еліпси розсіяння діагностичних ознак визначених типів дефектів вузлів і режимів роботи спостережуваного обладнання. Обґрунтовано структуру побудови навчаючих сукупностей за плоскою (2D) та об'ємною (3D) матрицею, елементи якої містять сукупності, що відповідають окремим вузлам ЕО, а їхнє поєднання утворює діагностичний опис електротехнічних агрегатів. Бібл. 18, рис. 5

Ключові слова: електротехнічне обладнання, система діагностики, концепція Smart Grid, навчаюча сукупність.

Вступ. Під час проведення моніторингу та діагностування електротехнічного обладнання (ЕО) енергопідприємств виникає проблема вимірювання та обробки великої кількості інформаційних сигналів, що потребує використання значних за об'ємами вимірювальних та обчислювальних ресурсів. Це суттєво ускладнює структуру інформаційно-вимірювальних систем (ІВС), що використовується, і, як наслідок, призводить до зниження її надійності та підвищення вартості. В певній мірі вирішити цю задачу вдається шляхом розробки та практичного застосування розподіленої багаторівневої ІВС моніторингу і діагностики ЕО. Згідно з [1 – 4] у розподілених багаторівневих системах вимірювальна інформація піддається попередньому аналізу безпосередньо у місці її отримання для того, щоб відокремити тільки ту її частину, яка важлива для визначення стану всього технічного об'єкта. При цьому передача інформації в центральний модуль діагностичної системи для її подальшого глибокого аналізу здійснюється лише за наявності обґрунтованої причини вважати, що у контрольованому вузлі є критичний дефект. Завдяки цьому суттєво зменшуються обсяги даних, що передаються між модулями системи моніторингу та діагностування, знижується навантаження на її елементи.

На сьогодні у багатьох розвинених країнах світу під час побудови систем моніторингу і діагностування електроенергетичних об'єктів все частіше використовується концепція Smart Grid. Застосування цієї концепції (в тому числі і у багаторівневих ІВС моніторингу та діагностики) передбачає, що обслуговування та ремонт ЕО повинні здійснюватися за фактичним станом [1, 5]. Для цього значно більша частина обладнання має бути охоплена системами забезпечення надійності, які здійснюють постійний чи періодичний контроль його фактичного технічного стану. Крім того, самі ці системи повинні мати більше можливостей: забезпечувати двосторонній обмін інформацією на всіх рівнях, віддалений моніторинг стану, прогнозування відмов, планування необхідності у запасних частинах, оцінку залишкового ресурсу тощо.

Інколи у відомих джерелах перелічені вище задачі об'єднують під загальною назвою “Asset Management” [1, 7]. Зараз активно ведуться як інженерні, так і наукові роботи в даному напрямку, причому їхні автори пов'язують свої результати саме з реалізацією ключових моментів концепції Smart Grid [6, 7]. Провідні виробники потужного електротехнічного обладнання вже зараз

пропонують ряд програмних продуктів, призначених для збору та узагальнення статистичної інформації щодо умов експлуатації та фактичного стану обладнання ЕО.

Потреба в оснащенні широкого класу різноманітного обладнання ЕО системами діагностування, моніторингу та контролю стану зумовлює те, що ці системи повинні бути адаптивними, значно інтелектуальнішими, ніж існуючі. Важливу роль у забезпеченні широких можливостей систем нового покоління буде відігравати розподіл обчислювальних ресурсів між різними системами діагностування, моніторингу та контролю, що працюють на різних рівнях ієрархії енергосистеми (ЕС).

Із великого різноманіття публікацій, які спрямовані на розв'язок означених вище задач, можна відмітити, наприклад, роботи [6 – 9], у кожній з яких розглянуто певні питання, пов'язані із застосуванням Smart Grid технологій.

У роботі [6] розглянуто питання попередньої підготовки експериментальних даних перед їхньою подальшою обробкою обчислювальними засобами, зокрема і за допомогою ІВС моніторингу і діагностики. У свою чергу, виконана за певними алгоритмами, що розглянуті у цій роботі, підготовка даних надає можливість скоротити їхній об'єм для подальшої обробки, що особливо важливо у разі застосування Smart Grid технологій.

Питанням забезпечення двостороннього обміну інформацією між різними рівнями об'єктів електроенергетики присвячена робота [7], де розглянуто практичне застосування бездротових сенсорів, сумісних зі стандартом IEEE 802.154 на різних електроенергетичних об'єктах. В роботі представлено результати комплексного експериментального дослідження з визначенням статистичних характеристик бездротового каналу обміну інформацією між об'єктами на електроенергетичній підстанції з напругою 500 кВ. Проведені дослідження довели перспективність використання двосторонніх сенсорів вказаного стандарту під час побудови ІВС з використанням Smart Grid технологій.

В роботі [8] розглянуто питання застосування методів моніторингу стану окремих вузлів силового трансформатора на базі використання інформаційних діагностичних сигналів. Значний інтерес являє проведена в статті класифікація певної кількості опублікованих робіт, де розглядаються питання застосування методів (частотні, часові або ін.) віброакустичної діагностики задля визначення технічного стану трансформатора, а також відмічаються особливості підходів авторів і отримані результати під час проведення такої діагностики. У цій роботі звернуто також увагу на необхідність збереження у пам'яті ІВС моніторингу і діагностики та організації швидкого доступу до діагностичних даних – навчаючих сукупностей (НС) про технічний стан досліджуваних трансформаторів, які формуються в процесі навчання такої ІВС. У свою чергу швидкий доступ до збережених у процесі навчання даних (НС) в комплексі із відповідним програмним забезпеченням надає можливість здійснити інтелектуальний підхід до оцінки стану досліджуваного ЕО.

Питання практичного застосування інтелектуальної системи D5000 для диспетчерського управління мережами розглянуто у роботі [9]. Використання цієї платформи у поєднанні із системною архітектурою і відповідним програмним забезпеченням дає змогу здійснювати оперативний моніторинг та збереження даних про технічний стан ЕО.

У роботах [1, 2, 3, 8] описано особливості побудови багаторівневих систем діагностування обладнання електроенергетичних об'єктів з урахуванням концепції Smart Grid [4, 7] і на цій основі розроблено узагальнену структуру багаторівневої системи моніторингу стану та технічного діагностування таких об'єктів. У свою чергу, використання розподілених обчислювальних ресурсів та врахування ступеня критичності дефектів різних вузлів електротехнічного обладнання у ІВС, що запропонована в [1, 3] забезпечує зниження вартості самої ІВС за одночасним збереженням високих показників точності та вірогідності виявлення дефектів за її допомогою.

Задля успішної реалізації багаторівневої системи необхідно створити модулі та відповідні блоки, що дають можливість виконувати необхідні вимірювання і обчислення, а також мають невисоку вартість. Одним із основних блоків, що має входити до структури ІВС моніторингу і діагностування вузлів ЕО, є блок, який вміщує у собі результати навчання такої системи [10]. Слід також зазначити, що для розв'язання вказаних задач у цьому блоку мають бути розміщені навчаючі сукупності (НС), які б враховували можливі види дефектів, найбільш типові для цього вузла, та мали б відповідну інформацію щодо режимів (електричні, швидкісні, температурні та ін.) його роботи [11].

Відомо [1, 2, 4, 7, 8, 9, 12], що системи, побудовані за технологією Smart Grid, мають працювати у режимі реального часу, тобто вони повинні оперативно знаходити у блоку навчаючих

сукупностей відповідну сукупність, яка містить інформацію як про вид можливого дефекту цього об'єкту, так і режим його роботи. Вибір необхідної НС безпосередньо пов'язано з подальшим розв'язанням задачі визначення технічного стану і класифікації можливих дефектів у вузлу ЕО, що діагностується. Саме від форми представлення і систематизації НС залежить можливість функціонування системи моніторингу і діагностування ЕО за технологією Smart Grid. Отже, результати проведеного розгляду вищевказаних робіт зумовили тему даної статі.

Основною метою даної роботи є розроблення форм представлення НС, які відповідають певним технічним станам вузлів ЕО і можуть працювати у різних режимах. Передбачається також створення моделей форм НС, що дають змогу об'єднати сформовані НС в окремі вузли та агрегати ЕО у відповідності із запропонованою схемою розподілення ЕО на певні ієрархічні рівні.

Задля досягнення сформульованої мети необхідно, перш за все, розглянути деякі моменти, пов'язані з результатами розробки **математичних моделей** діагностичних інформаційних сигналів, які надали можливість обґрунтувати діагностичні ознаки, за кількісними оцінками яких, у свою чергу, було сформовано навчаючі сукупності, що відповідають як певним технічним станам вузлів ЕО, так і режимам їхньої роботи. Як приклад використаємо відомі [13] результати досліджень вібраційних діагностичних сигналів. Застосування елементів теорії лінійних випадкових процесів (ЛВП) [14, 15] під час побудови моделей цих сигналів надало можливість отримати статистичні оцінки діагностичних ознак досліджуваних вібраційних сигналів як для гаусового, так і інших видів розподілів ймовірностей, що відносяться до класу безмежно подільних законів [15].

У роботі запропоновано узагальнену математичну модель сигналу об'єкта діагностування ЕО, що працює у різних режимах та має вигляд

$$\Xi_n(t) = (\xi_1(t), \xi_2(t), \dots, \xi_n(t)), \quad t \in T, \quad (1)$$

де послідовність компонент $\{\xi_j(t), j = \overline{1, n}\}$ моделі (1) описує послідовність діагностичних вібраційних сигналів ЕО у n режимах його функціонування.

Модель (1) є векторним ЛВП, яка дає можливість врахувати специфіку і характерні можливості різних режимів роботи досліджуваного ЕО, та є подальшим розвитком відомих математичних моделей діагностичних сигналів, які отримано під час дослідження фізичних процесів, супроводжуючих роботу ЕО. З метою практичного використання в роботі досліджується модель стаціонарного ЛВП, яка знайшла широке застосування у вібродіагностиці технічних об'єктів і систем.

Таким чином, компонента $\xi_j(t)$ моделі (1) має інтегральне представлення [14] у вигляді

$$\xi_j(t) = \int_0^{\infty} \varphi_j(t-\tau) d\eta(\tau) = \int_0^{\infty} \varphi_j(t-\tau) \eta'(\tau) d\tau, \quad j = \overline{1, n}, \quad t \in T, \quad (2)$$

де детермінована функція $\varphi_j(t)$ характеризує імпульсну перехідну функцію об'єкта дослідження як лінійної системи, у j -му режимі функціонування, а породжуючий процес $\eta(t)$ – випадковий з незалежними приростами і безмежно-подільними законами розподілу, який враховує дію значної кількості стохастичних факторів, виникаючих під час формування діагностичного сигналу. Похідна процесу $\eta'(\tau)$ є процесом білого шуму [14, 15], що дає можливість використати поєднання теоретичних і експериментальних результатів досліджень у галузі вібродіагностики.

У роботі [13] досліджується конструктивна модель ЛВП (2) – багаторезонансний діагностичний вібраційний сигнал, який описується співвідношенням

$$\xi_j(t) = \sum_{i=1}^m a_{ji} \xi_{ji}(t), \quad j = \overline{1, n}, \quad t \in T. \quad (3)$$

В моделі (3) для компоненти $\xi_j(t)$ використано наступні позначення: $m \in N$ – ціле число, яке характеризує кількість резонансних частот; a_{ji} – вагові коефіцієнти, що відображають співвідношення енергій між відповідними резонансними частотами; $\xi_{ji}(t)$ – складова, яка враховує

характеристики сигналу на частотах, близьких до i -го резонансу, та описується наступним співвідношенням:

$$\xi_{ji}(t) = \int_0^{\infty} \varphi_{ji}(t-\tau) \eta'(\tau) d\tau, \quad (4)$$

де $\varphi_{ji}(\tau)$ – імпульсна перехідна функція формуючого резонансного i -го фільтру, яка у відповідності з методом електромеханічних аналогій [13] описується наступним чином:

$$\varphi_{ji}(t) = \frac{(2\pi f_{ji})^2}{\psi_{ji}} e^{-\beta_{ji}t} \sin(\psi_{ji}t) U(t), \quad (5)$$

де f_{ji} – резонансна частота; β_{ji} – коефіцієнт, що характеризує ступінь згасання коливань i -ї складової; $\psi_{ji} = \sqrt{(2\pi f_{ji})^2 - \beta_{ji}^2}$ – коефіцієнт, який характеризує ступінь взаємозв'язку між f_{ji} та β_{ji} ; $U(t)$ – нормалізована функція Хевісайда (одичинний стрибок).

У відповідності з роботами [10, 17] та урахуванням (4) зміну технічного стану об'єкту діагностування або режиму його функціонування обумовлено змінами параметрів імпульсної функції $\varphi_{ji}(\tau)$ чи породжуючого процесу $\eta'(\tau)$. За результатами дослідження математичних моделей вібродіагностичних сигналів [10, 17] як діагностичні ознаки може бути вибрано наступну низку параметрів і характеристик, що враховують різні режими та можливий технічний стан об'єктів діагностування ЕО:

– у разі спектрально-кореляційного аналізу: коефіцієнти затухання β_{ji} ; частотні параметри ψ_{ji} , $j = \overline{1, n}$, $i = \overline{1, m}$;

– у разі аналізу ймовірнісного розподілу: характер функції щільності розподілу ймовірностей; величини початкових і центральних моментів, серед яких найбільш інформативними є коефіцієнти асиметрії k та ексцесу γ .

Якщо замість параметрів k та γ скористатися зв'язаними з ними параметрами $\beta_1 = k^2$ та $\beta_2 = \gamma + 3$. [13], то як діагностичний простір задля формування навчаючих сукупностей, що характеризують технічний стан досліджуваних вузлів, можна вибрати площину (β_1, β_2) , у якій будуватиметься відома в статистиці діаграма Пірсона [13]. Саме такий підхід використовувався у роботах [10, 11, 13] для формування навчаючих сукупностей, які враховують види можливих дефектів вузла ЕО.

Як зазначено вище, системи моніторингу і діагностування, побудовані за Smart Grid технологією, мають працювати у режимі реального часу, тобто така система має оперативно знаходити у банку навчаючих сукупностей відповідну сукупність, яка містить інформацію як про вид дефекту цього об'єкту, так і про режим його роботи.

Розглянемо питання розроблення моделей формування просторів діагностичних ознак, що відповідають різним технічним станам вузлів ЕО, яке працює у різних режимах (швидкість обертання ротора ЕМ, температура вузлів, що діагностуються, різні ступені електродинамічного навантаження та ін.).

У разі проведення функціональної еталонної діагностики під час формування НС (еталонів) виникає задача вибору діагностичних просторів. Згідно з [16] у сучасній математиці «... *простір* – це логічно мислена форма (або структура), яка слугує середовищем, де здійснюються інші форми та ті чи інші конструкції ...». У нашому випадку під «*простором* будемо розуміти *множину будь-яких об'єктів*, які називають його точками; ними можуть бути геометричні фігури, функції, стан фізичної системи та ін. ...».

У відповідності з [13, 17, 18] як координати діагностичних просторів зазвичай обирають параметри або функціональні характеристики діагностичних сигналів, які виявилися найбільш чутливими до зміни технічного стану досліджуваних об'єктів. Мірність діагностичного простору безпосередньо пов'язана з кількістю координат, за якими сенсорами здійснюється вимірювання діагностичних сигналів.

Позначимо простір діагностичних ознак через Ω . У разі вибору статистичних діагностичних моделей як сукупності діагностичних ознак до складу цього діагностичного простору Ω зазвичай

входять певні статистичні параметри і характеристики, які є найбільш інформативними до виявлення наявності та класифікації різних видів дефектів у вузлах ЕО.

Виходячи з цього, параметри та характеристики діагностичних сигналів можна отримувати, розглядаючи їх як реалізації випадкових процесів або полів

$$\xi(\omega) \begin{cases} \rightarrow \xi(\omega, t), \omega \in \Omega, t \in T \\ \rightarrow \xi(\omega, r, t), \omega \in \Omega, r(x, y, z), t \in T. \end{cases} \quad (6)$$

З урахуванням обґрунтованих діагностичних ознак та режимів роботи ЕО нижче наведено схематичну ілюстрацію (рис. 1) формування НС для діагностики вузлів ЕО за допомогою створеної ІВДС. У відповідності з цією схемою саме математичні моделі діагностичних сигналів є первинною основою для теоретичного обґрунтування діагностичних ознак, тобто тих параметрів і характеристик цих сигналів, які надають найбільш вичерпну інформацію щодо технічного стану вузлів ЕО. Отримання реалізацій діагностичних сигналів може бути здійснено або шляхом статистичного моделювання, або шляхом проведення натурних експериментів на реальних електротехнічних об'єктах. Наступний крок передбачає отримання статистичних оцінок реалізацій діагностичних сигналів, які відповідають певним технічним станам вузлів ЕО та режимам їхньої роботи. Саме отримання цих статистичних оцінок, що водночас враховують технічний стан об'єкту і режим його роботи, надає можливість перейти безпосередньо до формування навчаючих сукупностей.

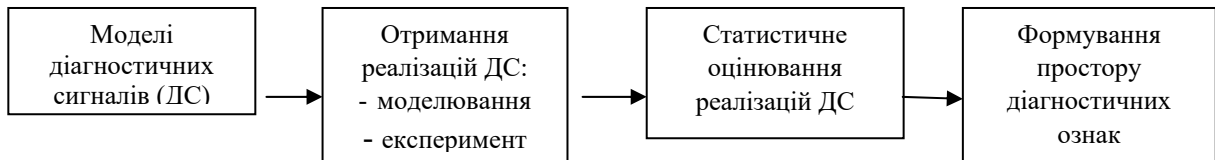


Рис. 1

Як приклад за діагностичний простір Ω задля формування НС в даній роботі обрано відомий у статистиці еліпс розсіювання. Виходячи з цього, параметри та характеристики діагностичних сигналів можна отримувати, розглядаючи їх як реалізації випадкових процесів або полів.

Враховуючи таке уявлення про вимірювання діагностичних сигналів, можна схематично показати формування діагностичного простору (рис. 2). У верхній частині цього рисунку наведено Ω – простір сукупності діагностичних ознак, які визначаються відповідними статистичними параметрами та характеристиками. Як показали багаточисельні теоретичні і експериментальні дослідження [13], серед таких параметрів найбільш інформативними є початкові та центральні моменти (кумулянти) до j -го порядку включно, а серед характеристик – кореляційна функція $R(\tau)$,

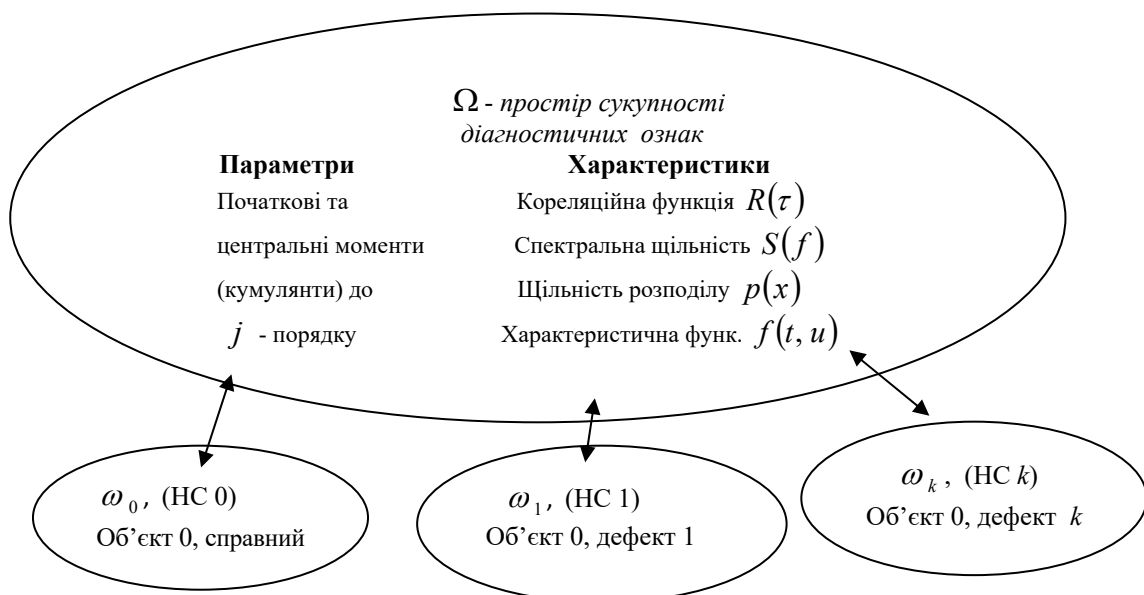


Рис. 2

спектральна щільність потужності $S(f)$, щільність розподілу ймовірностей $p(x)$ та характеристична функція $f(t, u)$.

Слід також зазначити, що формування НС здійснюється для попередньо обраного об'єкту діагностування та вузлів, що його утворюють. Причому, перелік можливих дефектів під час формування цих НС, підбирається для кожного вузлу з урахуванням його виду, конструктивних особливостей та призначення.

Також слід зазначити, що саме від вибору об'єкту (або певних вузлів, що входять до його складу) залежить інформативність тих чи інших діагностичних ознак [3, 13].

У нижній частині рис. 2 схематично наведено принцип побудови підпросторів сукупностей діагностичних ознак $\omega_0, \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k$, що відповідають справному стану об'єкту (його позначено «Об'єкт 0») або наявності певних видів дефектів (дефект 1, дефект 2, ... , дефект k) та входять до складу простору Ω , тобто

$$\omega_0, \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_k \in \Omega. \quad (7)$$

Наведена сукупність підпросторів будується окремо для кожного з об'єктів діагностування. Умовно як приклад на рис. 2 ці підпростори побудовано для об'єкту 0, за який може бути обрано будь-який об'єкт ЕО, для якого реалізуються операції діагностування (наприклад, потужні роторні ЕМ, трансформатори, електродвигуни власних потреб тощо).

Згідно [3, 13], завершальним етапом діагностування ЕО є встановлення наявності та класифікація певних видів дефектів, які можуть виникати у досліджуваних вузлах ЕО. У вказаних роботах підкреслено, що виконання цих операцій передбачає наявність НС, які відповідають певним видам дефектів у вузлах ЕО, що діагностуються. Крім того, задля отримання достовірних результатів діагностування необхідно враховувати режим роботи ЕО. Тобто, сформовані НС мають водночас враховувати як можливі види дефектів, так і режими роботи ЕО.

Як наступний приклад на рис. 3 наведено схему утворення діагностичних просторів з НС, що відповідають вказаним вище вимогам, а саме, містять інформацію щодо можливих дефектів вузлів ЕО і режимів їхньої роботи.

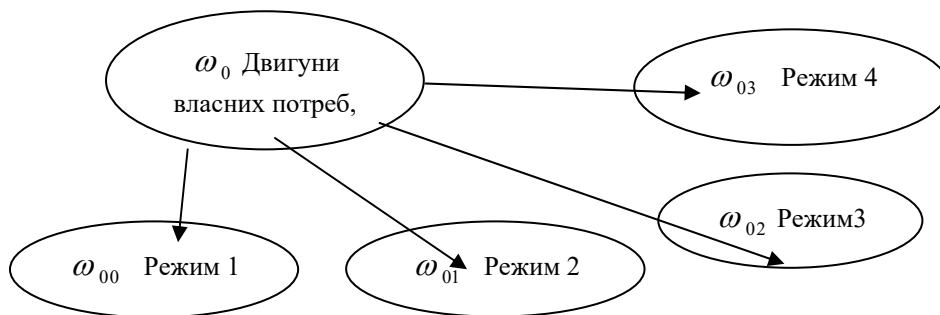


Рис. 3

У схемі на рис. 3 показано НС, сформовані для справних підшипників кочення, які входять до складу двигунів власних потреб і працюють, наприклад, у 4-х різних швидкісних режимах. Цим режимам відповідають діагностичні підпростори: $\omega_{00}, \omega_{01}, \omega_{02}, \omega_{03}$. Аналогічним чином здійснюється формування діагностичних просторів з НС і для інших видів ЕО.

Сформовану множину діагностичних просторів Ω можна представити у наступній матричній формі:

$$\Omega = \begin{pmatrix} \omega_{00} & \omega_{01} & \dots & \omega_{0n} \\ \omega_{10} & \omega_{11} & \dots & \omega_{1n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \omega_{k0} & \omega_{k1} & \dots & \omega_{kn} \end{pmatrix}. \quad (8)$$

У (8) підпростори, що розташовані по рядках, відповідають однаковим технічним станам цього вузла, але працюючим у різних режимах, за яких експлуатується досліджуване ЕО, а кожний стовпчик відповідає певному (незмінному) режиму роботи вузла, але маючим різні технічні стани.

Тобто, певному технічному стану досліджуваного об'єкту по стовпчиках у ω відповідають індекси, які, в залежності від справного стану або певного дефекту в об'єкті, змінюються в межах від 0 до k . У свою чергу змінам режиму роботи ЕО по рядках відповідають індекси ω , які змінюються від 0 до n .

На основі побудованих моделей проведено чисельні експерименти на реальному електротехнічному обладнанні. Докладний опис цих експериментів та результати наведено у [3, 10, 11, 13].

Застосування концепції Smart Grid передбачає значне розширення можливостей систем діагностування за рахунок реалізації додаткових функцій, а саме, забезпечення двостороннього обміну інформацією між усіма ієрархічними рівнями системи, віддалений моніторинг стану досліджуваних об'єктів електростанції, оцінку залишкового ресурсу та ін. Практична реалізація таких ІВС діагностування вимагає створення відповідних методів, алгоритмів та програмного забезпечення, які б у реальному часі оброблювали вимірювані сигнали і видавали результат діагнозу щодо технічного стану досліджуваного ЕО.

Враховуючи те, що організація роботи сучасних електроенергетичних об'єктів є ієрархічною [1, 3, 12], системи моніторингу, контролю та технічного діагностування ЕО також повинні будуватися за ієрархічним принципом.

Наступним кроком у створенні НС для ІВС діагностування є умовне розбиття всього обладнання електростанції на певні ієрархічні рівні.

У відповідності з роботами [1, 3] таких рівнів ієрархії може бути вибрано чотири:

перший – на цьому рівні розташовано елементи конструкції основних вузлів обладнання електростанції. Саме цей рівень і визначає, які саме дефекти можливі в об'єкті;

другий – це власне вузли обладнання, які являють собою конструктивно єдине ціле. Сюди можна віднести обмотки ротора та статора обертових машин, магнітопроводи, підшипникові вузли, корпус, станину, фундамент, систему охолодження;

третій – представляє агрегати електротехнічного обладнання електростанції: генератори, двигуни власних потреб, трансформатори, вимикачі, роз'єднувачі, ізолятори, насоси тощо;

четвертий – це рівень електростанції в цілому.

Виходячи із цього, пропонується наступна модель формування та зберігання НС для банку даних ІВС діагностування ЕО, опис якої наведено у [10].

На рис. 4 та рис. 5 наведено схеми розміщення НС у плоскій та об'ємній матричних формах. Умовно це можна назвати представлення НС у 2D-форматі (рис. 4) і 3D-форматі (рис. 5).

ω_{00}	ω_{01}	ω_{02}	...	ω_{0n}
ω_{10}	ω_{11}	ω_{12}	...	ω_{1n}
ω_{20}	ω_{21}	ω_{22}	...	ω_{2n}
...
ω_{k0}	ω_{k1}	ω_{k2}	...	ω_{kn}

Рис. 4

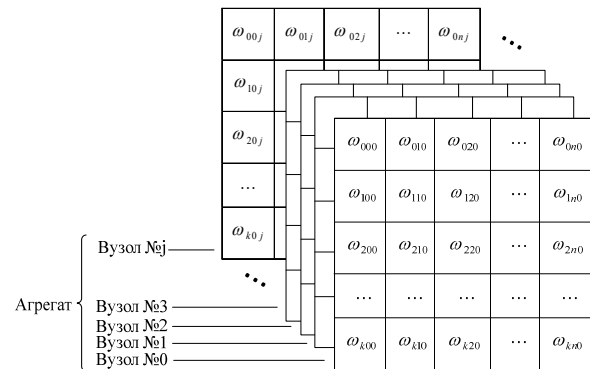


Рис. 5

Таке представлення НС дає змогу (з узгодженням запропонованих вище ієрархічних рівнів) зручно їх систематизувати по окремим вузлам і агрегатам усього ЕО електростанції та охопити системою діагностування. Так, у форматі 2D представляються НС, що охоплюють дані по одному з вузлів (це відповідає 2-му рівню запропонованої ієрархії). По стовпчиках цієї матриці розташовано елементи, що відповідають певним видам дефектів, які можуть виникати під час експлуатації досліджуваного вузла у конкретному режимі його роботи. У рядках матриці розташовуються елементи, які відповідають однаковим технічним станам (справним або маючим конкретні види дефектів), але працюючим у різних режимах.

На рис. 5 наведено об'ємну 3D-матрицю, яка поєднує декілька вузлів, що складають певний агрегат (наприклад, електродвигун власних потреб), який входить до складу ЕО електростанції.

Кожний перетин цієї 3D-матриці являє собою плоску 2D-матрицю, що відповідає певному вузлу (наприклад, підшипник кочення), що входить до складу досліджуваного агрегату.

Система позначень елементів у наведеній матриці залишається такою ж, як і у попередньому випадку для 2D-матриці (рис. 4). Третій індекс при ω відповідає номеру вузла, що входить у досліджуваний агрегат. Цей індекс змінюється у межах від 0 до j і відповідає загальній кількості вузлів в агрегаті. З урахуванням запропонованої чотирирівневої ієрархічної системи досліджуваний агрегат відноситься до 3-го ієрархічного рівня.

Запропоновані форми представлення НС у відповідних блоках навчання ІВС діагностування ЕО дають змогу організувати функціонування таких систем із залученням концепції Smart Grid.

Висновки. Створення та подальше впровадження на електроенергетичних підприємствах інформаційно-вимірювальних систем моніторингу і діагностики, що працюють за концепцією Smart Grid, потребує постійного удосконалення і розвитку теоретичної бази, яку покладено в основу функціонування таких систем. Розробка інформаційного забезпечення для багаторівневих систем статистичної діагностики є найважливішою складовою, яка включає в себе створення моделей форм представлення навчаючих сукупностей, що утворюють блок так званих еталонів у складі системи діагностування. Саме цим питанням присвячено роботу та отримано наступні результати.

1. Отримали подальший розвиток математичні моделі діагностичних сигналів, які враховують як властивості об'єкту діагностування, так і режими (швидкісний, електричний, температурний та ін.), у яких працює досліджуваний об'єкт.

2. За результатами аналізу математичних моделей діагностичних сигналів обґрунтовано діагностичні ознаки, які надають можливість визначити технічний стан вузлів ЕО, що працює у різних режимах.

3. Запропоновано нові моделі форм представлення НС у ієрархічній структурі багаторівневої ІВДС задля можливої оцінки у реальному часі технічного стану вузлів ЕО, що дають змогу водночас враховувати можливі типи дефектів досліджуваних вузлів ЕО і режими їхньої роботи.

Роботу виконано за бюджетною темою «Розробити нові моделі та методи дослідження електродинамічних процесів в електроенергетичному устаткуванні (генератори, трансформатори, двигуни власних потреб та ін.) для вирішення задач підвищення його надійності, контролю і діагностики» («КОМПЛЕКС-4»), КПКВК 6541030.

1. Myslovych M.V., Sysak R.M. About some features of construction of intellectual multilevel systems of technical diagnostics of electric power objects. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 1. Pp. 78–85. (Ukr)

2. Sysak R.M. Optimization of algorithmic software of autonomous measuring modules of distributed diagnostic systems. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 3. Pp. 90–96. (Ukr)
DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.03.090>

3. Babak V.P., Babak S.V., Myslovych M.V., Zvaritch V.N., Zaporozhets A.O. Diagnostic Systems For Energy Equipment. Springer Nature, Switzerland AG, 2020. 134 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-030-44443-3>

4. Il'yin V.V. Introduction to Smart Grid. *AVOK*. 2012. No 7. Pp. 76–86. (Rus)

5. Stogniy B.S., Kyrylenko O.V., Butkevych O.V., Sopel M.F. Information support of power systems management tasks. *Energetyka: ekonomika, tekhnologii, ekologiya*. 2012. No 1. Pp. 13–22. (Ukr)

6. García S., Luengo J., Herrera F. Data Preprocessing in Data Mining. Part of the [Intelligent Systems Reference Library](#) book series (ISRL, volume 72). Springer International Publishing Switzerland, 2015. 327 p.

7. Gungor V.C., Bin Lu, Hancke G.P. Opportunities and Challenges of Wireless Sensor Networks in Smart Grid. *IEEE Transactions on industrial electronics*. 2010. Vol. 57. No 10. Pp. 3557–3564.

8. Secic A., Krgan M., Kuzle I. Vibro-Acoustic Methods in the Condition Assessment of Power Transformers: A Survey. *IEEE Access Digital Object Identifier. Open Access Journal: Rapid Review*. 2019. Vol. 7. Pp. 83915 – 83931.

9. Gui-Ping Zhou, Huan-Huan Luo, Wei-Chun Ge, Yi-Ling Ma, Shi Qiu, Li-Na Fu. Design and application of condition monitoring for power transmission and transformation equipment based on smart grid dispatching control system. *The Journal of Engineering*. 2019. Iss. 16. Pp. 2817–2821. DOI: <https://doi.org/10.1049/joe.2018.8456>

10. Gertsyk S.M. Computerized system for diagnostics of electrical equipment components, taking into account its modes of operation. Abstract of the Cand. of Techn. Sci. diss.: 05.13.05. Institute of electrodynamics NAN of Ukraine. Kyiv. 2019. 20 p. (Ukr)

11. Gertsyk S.M. Formation of training sets for systems of diagnostics of the electric power equipment taking into account modes of its work. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2019. Vyp. 52. Pp. 54–61. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.52.054>
12. Myslovych M., Sysak R. Design peculiarities of multi-level systems for technical diagnostics of electrical machines. *Computational Problems of Electrical Engineering*. 2014. Vol. 4. No 1. Pp. 47–50.
13. Babak S.V., Myslovych M.V., Sysak R.M. Statistical diagnostics of electrical equipment. Kyiv: Institute of electrodynamics NAN of Ukraine. 2015. 456 p. (Rus)
14. Marchenko B.G. The method of stochastic integral representations and its applications in radio engineering. Kiev: Naukova dumka, 1973. 192 p. (Rus)
15. Marchenko B.G., Scherbak L.M. Linear random processes and their applications. Kiev: Naukova dumka, 1975. 143 p. (Rus)
16. Vinogradov I.M. Mathematical encyclopedia. Vol. 4. Moskva: Sovetskaya entsiklopediya, 1984. 1216 p. (Rus)
17. Gertsyk S.M., Myslovych M.V. Models of the formulation of the necessary sufficiency for the diagnostics of the electrical control of the operating modes of the robot. *Metrologiya ta pryklady*. 2017. No 5. Pp. 94–97. (Ukr)
18. Kluev V.V., Parkhomenko P.P., Abramchuk V.E. Technical means of diagnostics: Handbook. Moskva: Mashinostroenie, 1989. 672 p. (Rus)

MODELS OF FORMS OF REPRESENTATION OF LEARNING SETS FOR MULTILEVEL SYSTEMS OF DIAGNOSIS OF ELECTRICAL EQUIPMENT ASSEMBLIES

M.V. Myslovych

Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine,

Pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: myslmv@gmail.com

The results of consideration of improved mathematical models of vibration diagnostic signals, taking into account both the properties of the diagnostic objects and the modes (speed, electrical temperature, etc.) in which it operates are presented. Models of representation of training sets corresponding to various technical states of units of electrical equipment (EE) for various modes of their operation are considered. A models of representation of training sets in the form of a matrix, the elements of which reflect the ellipses of dispersion of diagnostic attributes of certain types of nodes defects and operating modes of the observed equipment, is proposed. The structure of constructing training sets by flat (2D) and volumetric (3D) matrix, the elements of which contain the sets corresponding to the individual components of EA, and their combination forms a diagnostic description of electrical units, is substantiated. References 18, figures 5.

Key words: electrical engineering equipment, diagnostics system, Smart Grid concept, teaching package.

Надійшла 01.02.2021

Остаточний варіант 29.03.2021

ВПОРЯДКОВАНІ ВИБІРКИ НЕКОРЕЛЬОВАНИХ ДАНИХ ЯК ОДНОЕЛЕМЕНТНІ БАГАТОКАНАЛЬНІ КОНВЕРТОРИ

Р.О. Мазманян*, докт.техн.наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: mazmanian@ied.org.ua

Достатня близькість медіан упорядкованих вибірок випадкових даних до нормального розподілу використовується в комп'ютерних системах управління, моніторингу та діагностування електроенергетичного обладнання. Однак залишається невідомим, чи мають подібну схожість функції щільності розподілу (probability density function, pdf) інших елементів вибірок з непарним числом елементів. Пропоноване концепцію багатоканального конвертора функції щільності ймовірності (pdf-конвертор). У статті представлено результати перевірки параметричними та статистичними методами гіпотез для каналів pdf-конвертора – елементів (статистик) упорядкованих вибірок заданих розмірів з обмежених за величиною випадкових чисел з рівномірним розподілом. Застосування різних методів досліджень за однакових умов показали достатню близькість результатів тестування за трьома статистичними критеріями. Це дозволило прийняти обґрунтований висновок щодо переваги у застосуванні пропонуваного методу використання критерію χ^2 -квадрат для оцінки згоди з нормальним розподілом аналітичних pdf каналів конвертора. Також було запропоновано використання «вікна статистичної близькості» для виділення тих каналів конвертора, які не мають істотних відмінностей з нормальним розподілом. На додаток представлено емпіричну формулу, яка визначає залежність розміру вікна статистичної близькості від розміру вибірки. Результати досліджень узагальнені в створеній статистичній моделі багатоканального конвертора некорельованих даних. Бібл. 27, рис. 7.

Ключові слова: випадкові дані, рівномірний розподіл, упорядковані вибірки, функція щільності ймовірності (pdf), pdf-конвертор, оцінка щільності, критерій χ^2 -квадрат.

Вступ. Підвищена небезпека обслуговування і експлуатації електроенергетичного обладнання, наявність різнохарактерних електромагнітних полів зі змінюваним у широкому діапазоні рівнем може викликати неприпустимі спотворення вимірювальної інформації щодо його поточного стану. Перехідні процеси, викликані змінами режимів роботи як спостережуваного, так і суміжного обладнання, можуть супроводжуватися одиничними або груповими імпульсними складовими, такими, що порушують природну інерційність процесів, що спостерігаються.

Подібні порушення можуть призвести до невірної оцінки, наприклад, середніх значень контрольованих параметрів у відносно малих часових інтервалах або неприпустимих спотворень зображень полів діагностичних параметрів. Ці та інші обставини вимагають застосування спеціальних алгоритмічних процедур і програмних засобів для попередньої обробки вимірювальної інформації в комп'ютерних системах управління, контролю параметрів, моніторингу і діагностування стану електроенергетичного обладнання.

Упорядкування і вибір медіани зі списку номерів елементів упорядкованих вибірок [1, 2] ефективно використовуються задля альтернативної оцінки середнього значення різних даних. Модифікації цієї простої процедури знаходять застосування в згладжуванні [3, 4], нормалізації [5] та обробці даних статистичних досліджень [6, 7], усуненні імпульсних завад і придушенні шуму в цифрових зображеннях [8, 9]. У ряді випадків для забезпечення порівняння контрольованих параметрів у широкому діапазоні змін потрібна нормалізація даних, тобто зведення їх до єдиної номінальної шкали. Тому дослідження селективних властивостей впорядкованих вибірок в перетвореннях випадкових сигналів переважно були орієнтовані на одномірні та двовимірні медіанні фільтри [10, 11, 12].

В той же час існує багато практичних прикладів, коли неможливо ігнорувати значні за величиною випадкові складові інформації, вплив яких може зростати в процесі її обробки. Обробка даних впорядкованими вибірками також може бути піддана їхньому впливу. Тому дослідження і формалізація перетворювальних властивостей впорядкованих вибірок випадкових даних мають практичне значення для підвищення достовірності інформації, що обробляється обчислювальними методами.

Вибірка і впорядкування даних виконуються наступним чином. З деякої множини $\{N\}$ (генеральної сукупності розміром N) некорельованих, обмежених за величиною дійсних чисел і із загальною функцією розподілу, відбираються [13] прості випадкові вибірки H_1^s з непарним числом елементів $s = 2d + 1$, де d – порядок вибірок. Упорядкування вибірок за значенням елементів здійснюється процедурою сортування [14] Sort. Багаторазове виконання відбору і сортування перетворює множину $\{N\}$ випадкових величин в s множин випадкових величин $X_n^{(s)}$ з розмірами $n = \left\lfloor \frac{N}{s} \right\rfloor$ і перетвореними розподілами щільності ймовірності.

Очевидно, що процедура упорядкування викликає суттєві зміни щільності ймовірності (*pdf*) вхідної випадкової величини, а розміри вибірок і номер елемента в вибірках визначають нелінійний характер цих змін. Концептуально процедури створення вибірок випадкових даних, їхнє упорядкування та дані елементів упорядкованих вибірок утворюють окрему реалізацію s -канального конвертора щільності розподілу вхідний випадкової величини (*pdf*-конвертора) (рис. 1).

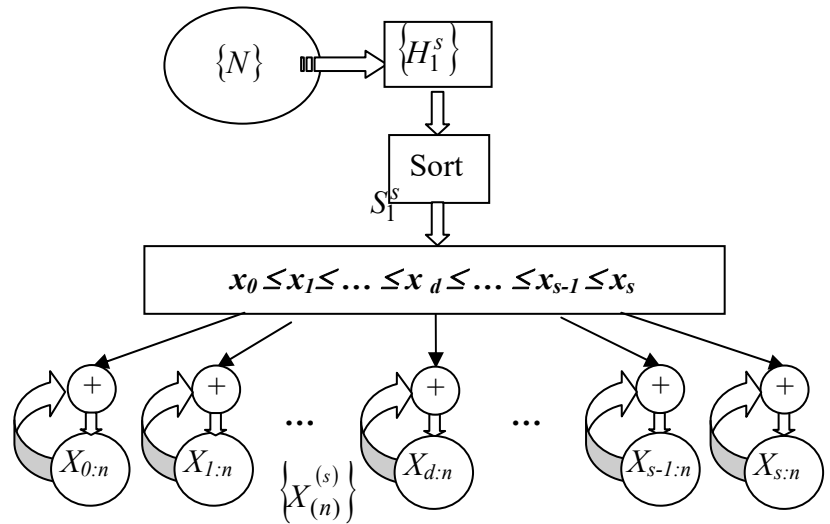


Рис. 1

Основні характеристики елементів упорядкованих вибірок з множини випадкових даних.

Основні характеристики елементів (статистик) упорядкованих вибірок з непарним числом елементів $s = 2d + 1$, де d – порядок вибірок для обмеженої за значенням випадкової величини $-X_m \leq x \leq X_m$ з рівномірним розподілом щільності визначаються наступними аналітичними виразами [15], у яких $k = 0 \dots s$ – номер каналу конвертора:

- щільність ймовірності

$$p_{d,k}(x) = \frac{1}{2X_m} \cdot \frac{(2d+1)!}{k!(2d-k)!} \cdot \left(\frac{X_m+x}{2X_m}\right)^k \cdot \left(\frac{X_m-x}{2X_m}\right)^{2d-k}; \quad (1)$$

- середні значення елементів вибірок

$$\mu_{d,k} = \frac{(2 \cdot d + 1)!}{2^{2 \cdot d + 1}} \cdot X_m \cdot \sum_{j=0}^k \sum_{m=0}^{2 \cdot d - k} \frac{(-1)^m - (-1)^j}{j! \cdot m! \cdot (k-j)! \cdot (2 \cdot d - k - m)! \cdot (m+j+2)}, \quad (2)$$

або у спрощеному вигляді

$$M_{d,k} = \frac{X_m}{d+1} \cdot (k+1) - X_m; \quad (3)$$

- дисперсія елементів упорядкованих вибірок

$$D_{d,k} = \alpha_{d,k}^{(2)} - \mu_{d,k}^2 = \left[X_m^2 \cdot \frac{(2 \cdot d + 1)!}{2^{2 \cdot d + 1}} \cdot \sum_{j=0}^k \sum_{m=0}^{2 \cdot d - k} \frac{(-1)^m + (-1)^j}{j! \cdot m! \cdot (k-j)! \cdot (2 \cdot d - k - m)! \cdot (m+j+3)} \right] - \left[X_m^2 \cdot \frac{(2 \cdot d + 1)!}{2^{2 \cdot d + 1}} \cdot \sum_{j=0}^k \sum_{m=0}^{2 \cdot d - k} \frac{(-1)^m - (-1)^j}{j! \cdot m! \cdot (k-j)! \cdot (2 \cdot d - k - m)! \cdot (m+j+2)} \right]^2; \quad (4)$$

- середньоквадратичні відхилення елементів

$$\sigma_{d,k} = \sqrt{D_{d,k}}. \quad (5)$$

Постановка задачі. Оцінки функцій щільності розподілу експериментальних даних, отриманих в результаті теоретичних досліджень, використовуються для їхньої заміни єдиною функцією або сімейством функцій, властивості яких добре відомі. У багатьох випадках особливий інтерес представляє близькість до нормального закону розподілу. Для медіан упорядкованих вибірок з випадкової некорельованої послідовності подібне оцінювання виконувалося окремо в двох аспектах [16, 17]: параметричне порівняння як оцінка похибки апроксимації функцій щільності ймовірності (1) функціями Гауса та статистична близькість до нормального закону розподілу елементів багатоканального конвертора. Строгий математичний опис перетворювальних властивостей всіх елементів упорядкованих вибірок з випадкових даних може бути використаний для порівняльного аналізу, дослідження існуючих і побудови нових методів обробки даних.

Мета досліджень полягає у визначенні перетворювальних властивостей впорядкованих вибірок (*pdf*-конверторів) з множини обмежених за величиною випадкових даних з рівномірним розподілом і отриманні оцінок параметричної та статистичної згоди або відмінності з нормальним розподілом елементів багатоканального конвертора, створенні статистичної моделі перетворення.

Оцінка параметричної близькості елементів до функції Гауса. Розглянемо можливість наближення незміщеними функціями Гауса для кожного з $0 \leq k \leq 2d$ каналів конвертора. Приймається гіпотеза H_0 , згідно з якою існує близькість досліджуваних функцій до відповідних функцій Гауса та альтернативна гіпотеза H_1 , яка її заперечує.

Відповідно до гіпотези H_0 , апроксимуючі функції Гауса [18] побудовані з використанням середньоквадратичних відхилень (5) і середніх значень $\mu_{d,k}$ (2) функції (1), що апроксимується, для порядку $d = 1 \dots 25$ упорядкованих вибірок з випадкової змінної $-X_m \leq x \leq X_m$ та її прийнятого граничного значення $X_m = 0.5$

$$G_{d,k}(x) = \frac{1}{\sigma_{d,k} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(x - \mu_{d,k})^2}{2\sigma_{d,k}^2}\right). \quad (6)$$

Підходящою оцінкою наближення щільності ймовірності кожного з елементів упорядкованих вибірок функцією Гауса можуть служити наведені до діапазону змін випадкової величини інтегральні значення відхилень. Для кожної з функцій каналів k впорядкованої вибірки заданого порядку d відхилення визначаються залежностями (1), (6)

$$E_{d,k} = \frac{1}{2X_m} \cdot \int_{-X}^X |p_{d,k}(x) - G_{d,k}(x)| dx. \quad (7)$$

На рис. 2, *a* показано незміщені середньоквадратичні відхилення елементів упорядкованих

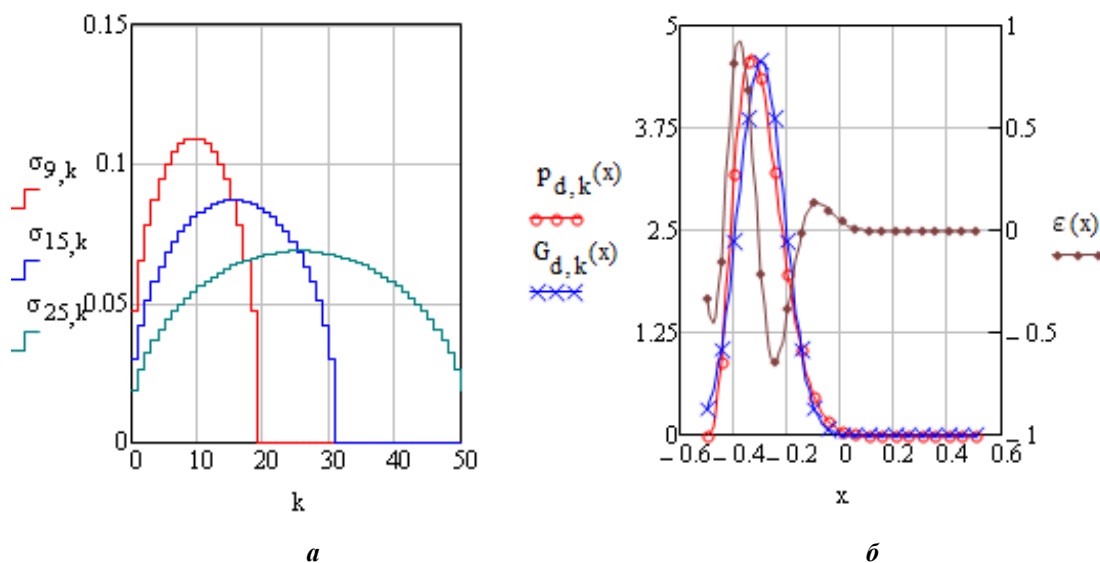


Рис. 2

вибірок для $d = 9, 15, 25$, на рис 2, *б* – функція щільності та апроксимуюча її функція Гауса для каналу

$k = 5$ вибірки з порядком $d = 15$. На цьому ж рисунку представлена різниця двох детермінованих функцій ε .

Сімейство інтегральних відхилень елементів показано на рис. 3. Тут можна відзначити очікувану центральну симетрію та мінімальні значення відхилень для медіан вибірок щодо умовно прийнятого граничного значення, рівного 0.1. Це свідчить про наявність двох груп елементів. Центральна щодо власних медіан група елементів не перевищує граничне значення і допускає згоду за умовою з гіпотезою H_0 . Друга, периферійна група, заперечує її на користь гіпотези H_1 .

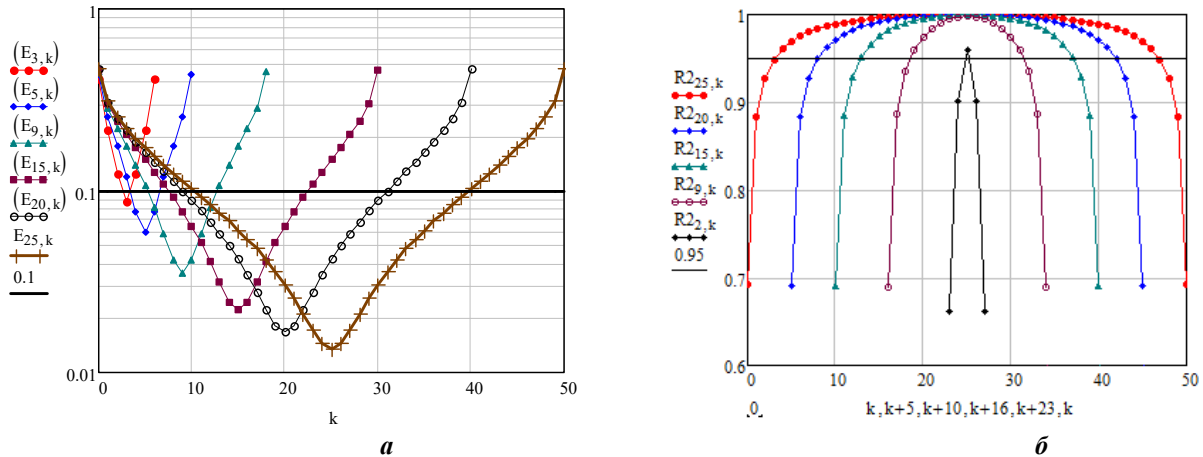


Рис. 3

Коефіцієнти детермінації R^2 [20] елементів вибірок як альтернативні оцінки якості апроксимації використано для аналітичних функцій (1), (6)

$$R^2_{d,k} = 1 - \frac{SSres_{d,k}}{SStot_{d,k}}, \quad (8)$$

де $SSres_{d,k} = \int_{-X_m}^{X_m} [p_{d,k}(x) - G_{d,k}(x)]^2 dx$ – сума квадратів залишків; $SStot_{d,k} = \int_{-X_m}^{X_m} [p_{d,k}(x) - \bar{p}_{d,k}]^2 dx$

– загальна сума квадратів; $\bar{p}_{d,k} = \int_{-X_m}^{X_m} p_{d,k}(x) dx = 1$ – середнє значення елементів вибірок.

На рис. 3, б наведено значення коефіцієнтів детермінації $R^2_{d,k}$ каналів вибірок з порядком $d = 2, 9, 15, 20, 25$ і умовний поріг 0.95, що істотно перевищує рекомендовану величину під час оцінки якості апроксимації [20]. І в цьому випадку можна відзначити відсутність строгих правил завдання порога та значно меншу параметричну чутливість критерія R^2 у порівнянні з інтегральними відхиленнями E (рис. 3, а). Відсутність обґрунтованих критеріїв параметричного порівняння не дозволяє робити вичерпні висновки щодо якості апроксимації, але при цьому придатні задля зіставлення результатів різних підходів в оцінках.

Критерії статистичної близькості каналів до нормального закону розподілу. Розглянемо критерії статистичної близькості каналів вибірок до нормального закону розподілу через міри скошеності, тобто асиметрії, та міри гостровершинності – ексцесу (куртозиса) їхніх функцій розподілу [19, 20, 21]. Для абсолютно неперервних розподілів елементів упорядкованих вибірок асиметрія та ексцес визначаються їхніми n -ми центральними моментами, місце розташування яких задається зсувами $M_{d,k}$ з (3)

$$\mu_{d,k} = \frac{1}{2X_m} \cdot \frac{(2d+1)!}{k!(2d-k)!} \int_{-X_m}^{X_m} [x - M_{d,k}]^n \left[\left(\frac{X_m + x}{2X_m} \right)^k \cdot \left(\frac{X_m - x}{2X_m} \right)^{2-d-k} \right] dx. \quad (9)$$

Коефіцієнт асиметрії визначається відношенням третього центрального моменту $\mu_{3d,k}$ до третього ступеня $\sigma_{d,k}^3$ стандартного відхилення елементів вибірок (13)

$$\gamma_{1d,k} = \mu_{3d,k} \sigma_{d,k}^{-3}. \quad (10)$$

Аналогічно розраховувалися коефіцієнти ексцесу з моменту четвертого порядку

$$\gamma_{2d,k} = \mu_{4d,k} \sigma_{d,k}^{-4}. \quad (11)$$

Зсув $M_{e_{d,k}} \approx 3$ коефіцієнтів для різних порядків вибірок визначався значеннями медіан коефіцієнта ексцесу $\gamma_{2d,d}$.

Розглянемо спосіб оцінки статистичної близькості елементів упорядкованих вибірок до нормального закону розподілу за критерієм подібності Пірсона [25]. Критерій, призначений для оцінки розходжень між вибіркової і аналітичними функціями щільності, може бути використаний і для зіставлення двох аналітичних функцій. При цьому в статистиці χ^2 [26] природним чином будуть збережені порівнювані характеристики як спостережуваної щільності розподілу – елементів вибірки $p_{d,k}(x)$, так і очікуваної – нормального закону розподілу Гауса $G_{d,k}(x)$, які визначаються формулами (1), (6).

Статистика вибірових значень критерію згоди виражається формулою

$$\chi^2 = n \cdot \sum \frac{(p_{d,k}(x_i) - G_{d,k}(x_i))^2}{G_{d,k}(x_i)}, \quad (12)$$

де n – число дискретних значень функцій розподілу щільності ймовірності.

Оцінка близькості щільності розподілу елементів до функції Гауса. Оцінка статистичної близькості щільності розподілу до нормального закону розподілу буде проводитися трьома методами – аналізом коефіцієнтів асиметрії та ексцесу і використанням критерію згоди *xi-квадрат*.

Метою перевірки є визначення сукупності елементів вибірок, для яких гіпотеза H_0 , що перевіряється, узгоджується з їхніми функціями щільності розподілу і не відхиляється. Розглянемо показники близькості, оціночні або критичні рівні та результати їхнього застосування до кожного з цих критеріїв.

Оцінки асиметрії A і ексцесу E засновані на їхній рівності нулю для нормального розподілу. Значимість відхилень від середніх оцінюється дисперсіями асиметрій $|D(A)|$ і ексцесу $D(E)$ елементів. Критерій згоди в цьому випадку формулюється так [22]: розподіл елементів, що спостерігаються, близький до нормального, якщо їхня асиметрія і ексцес задовольняють нерівностям

$$A \leq 3\sqrt{D(A)}, \quad E \leq 5\sqrt{D(E)}. \quad (13)$$

В іншому випадку гіпотезу нормальності відхиляють.

Дисперсія коефіцієнтів асиметрії елементів $\gamma_{1d,k}$ визначалася за формулою

$$D_{A_{d,k}} = \int_{-X}^X x^2 |\gamma_{1d,k}| dx. \quad (14)$$

Оціночні рівні елементів визначаються дисперсією зміщених значень коефіцієнта ексцесу $\gamma_{2d,d}$

$$D_{E_{d,k}} = \int_{-X}^X x^2 (\gamma_{2d,k} - M_{e_{d,k}}) dx. \quad (15)$$

На рис. 4, *a* наведено реалізації правил перевірки гіпотези H_0 по асиметрії для елементів вибірок порядку $d = 5$ і $d = 9$. Перевірку гіпотези H_0 по ексцесам елементів для тих же значень порядку показано на рис. 4, *б*.

Отримані результати дають змогу прийняти статистично обґрунтований висновок про існування групи центральних елементів, що не заперечують очікуваних за гіпотезою H_0 результатів. У той час як периферійні лівостороння і правостороння щодо медіани групи елементів їй суперечать.

Зіставлення числа елементів, згодних з гіпотезою H_0 в результаті статистичної перевірки за критеріями асиметрії (крива $[S^{(A)}]_d$), ексцесу (крива $[S^{(E)}]_d$) і розмірів вибірок (крива s_d), показано на рис. 5, *a*.

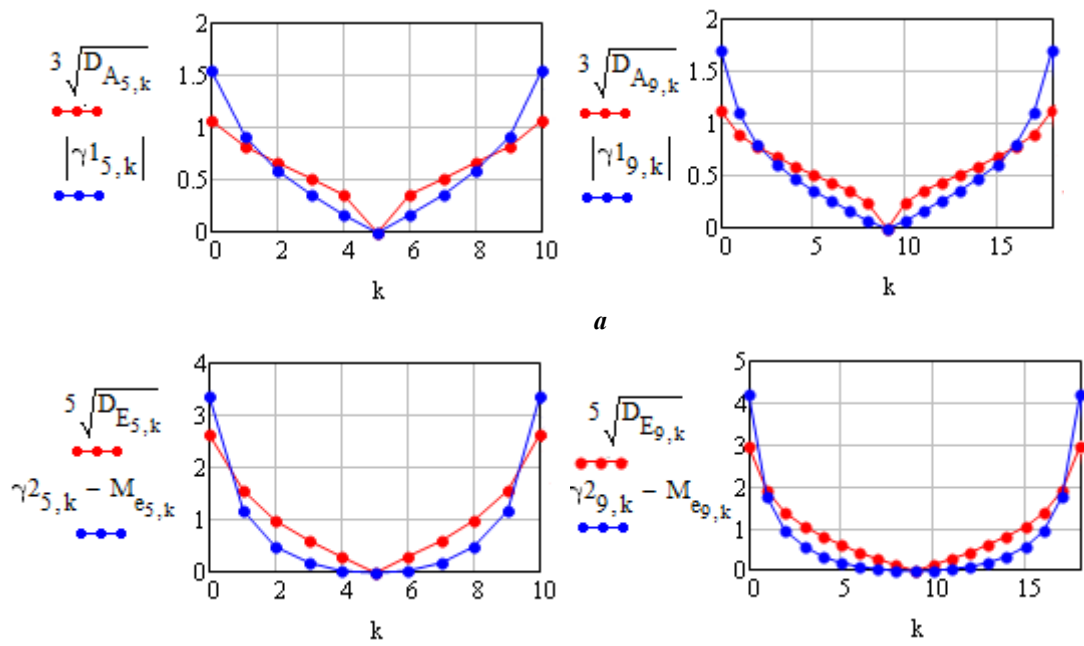


Рис. 4

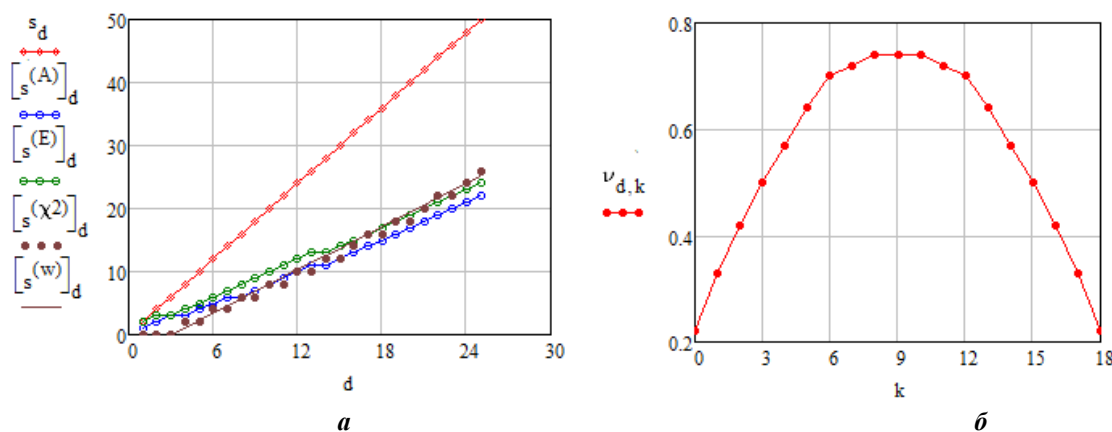


Рис. 5

Статистична перевірка випадкових величин $\{X_{(n)}^{(s)}\}$ на виході багатоканального конвертора з використанням критерію χ^2 -квадрат [23] вимагає формування двох векторів значень аналітично заданих досліджуваної та очікуваної щільності розподілу ймовірностей.

Розроблений метод використання критерію χ^2 -квадрат ґрунтується на наступній послідовності перетворень кумулятивної статистики критерію Пірсона з функції від значень порівнюваних частот подій в залежність від значень порівнюваних щільності ймовірності.

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^N \frac{(O_i - E_i)^2}{E_i} = \sum_{i=1}^N \frac{N^2 \left(\frac{O_i - E_i}{N}\right)^2}{E_i} = \sum_{i=1}^N \frac{\left[N \cdot \left(\frac{O_i - E_i}{N}\right)\right]^2}{\frac{E_i}{N}} = N \sum_{i=1}^N \frac{(p_{d,k}(x_i) - G_{d,k}(x_i))^2}{G_{d,k}(x_i)}, \quad (16)$$

де O – кількість спостережень; E – очікуване число подій; N – загальна кількість подій.

При цьому в статистиці χ^2 [24, 25] природним чином будуть збережені порівнювані характеристики, як «спостережуваної» щільності розподілу елементів вибірки, так і очікуваної – нормального закону розподілу Гауса, які визначаються формулами (1), (6).

До визначення критичних значень. Значуще число із загального числа подій N і розмір інтервалів дискретизації функцій (1), (6) з незалежної випадкової величини $-X_m \leq x \leq X_m$ визначаються за допомогою, наприклад, одного з відомих методів розрахунку [26, 27].

Значимість рівновіддалених дискретних значень щільності ймовірності можна оцінити і за перевищенням встановленого порога. Для порядку вибірки $d = 9$ і порога, рівного 0.01, відносні числа значущих відліків $V_{d,k}$ мають вигляд, показаний на рис. 5, б.

Подальше рішення задачі перевірки статистичних гіпотез проводиться у звичайній послідовності: обчислюються статистики χ^2 -квадрат (18) для s випадкових величин $\{X_{(n)}^{(s)}\}$, задається рівень значущості α , приймається односторонній тип критичної області.

Граничні значення критичної області $t_{d,k}$ з квантилем розподілу χ^2 порядку 0.95 визначаються з числа ступенів свободи для кожного елемента окремо, тобто $df_{d,k} = n_{d,k} - 1 - 2$, $n_{d,k} = V_{d,k} \cdot r$, де r – загальне число відліків.

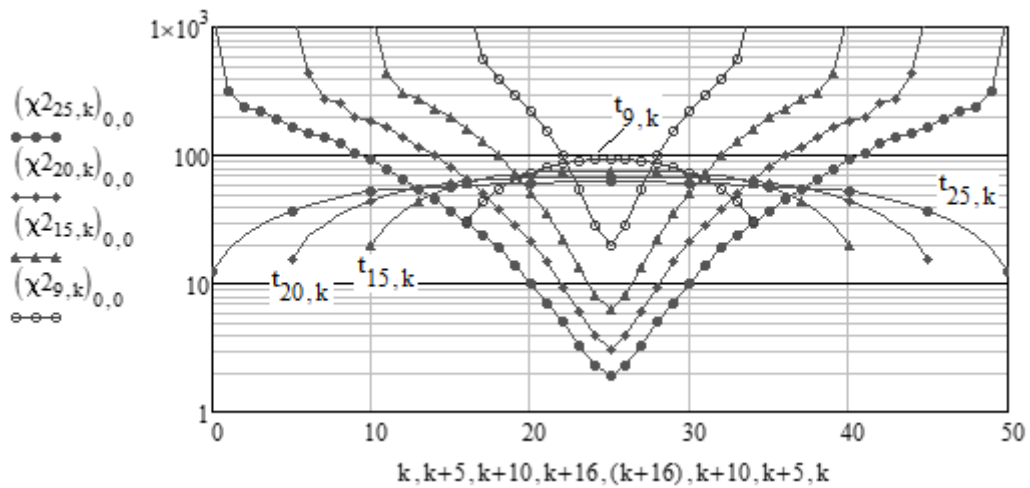


Рис. 6

Заключним етапом оцінки є застосування вирішальних правил. На рис. 6 наведено центровані щодо власних медіан статистики χ^2 -квадрат і межі правобічних критичних областей для елементів упорядкованих вибірок порядком $9 \leq d \leq 25$.

Статистики χ^2 для значень вибірок порядком $3 \leq d \leq 7$ окремо показано на рис. 7, а.

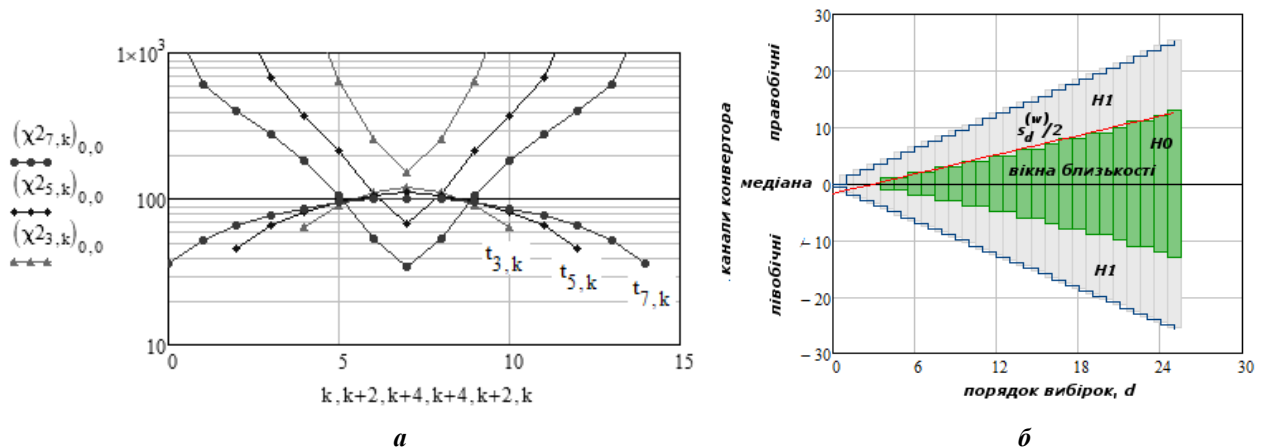


Рис. 7

Елементи функції щільності розподілу, розташовані нижче власних значень $t_{d,k}$ (рис. 6, 7, а), узгоджуються гіпотезою H_0 , що перевіряється. Ця гіпотеза суперечить функціям щільності розподілу елементів, розташованих вище критичних значень, для яких вона відхиляється на користь альтернативної гіпотези H_1 на рівні значущості α .

Отримані результати виділяють в вибірках групи елементів, для яких справедливо прийняття нульової гіпотези щодо статистичної близькості до очікуваного нормального закону розподілу (крива

$\left[s^{\chi^2} \right]_d$). Число елементів в групах залежить від порядку вибірок і має деякий розкид, викликаний різницею методів і критеріїв оцінки (рис. 5, а). Можна розглядати об'єднання цих груп в межах «вікон статистичної близькості» до нормального закону розподілу. Це призводить до необхідності прийняття результатів статистичної перевірки за критерієм згоди *хі-квадрат* для всіх вибірок, як більш суворої оцінки для малих порядків і більш рівномірною по всьому ряду розглянутих значень. Вікна статистичної близькості представлені разом з межами вибірок на рис 7, б. Розміри вікон (крива $\left[s^{(w)} \right]_d$) можна визначити лінійною залежністю від порядку вибірки наступною рівністю:

$$s_d^{(w)} = 0.571 \cdot (d - 3). \quad (17)$$

Результати досліджень узагальнюються статистичною моделлю багатоканального одноелементного конвертора щільності ймовірності, яка описується набором функцій Гауса (6), параметри яких визначаються середніми значеннями (2) або (3), дисперсіями (4) і середньоквадратичними відхиленнями (5) елементів вибірок, що виділяються вікном близькості. Крім цих елементів, до окремих груп можна віднести два елементи (8) з найбільшим і найменшим номерами в вибірках з довільним значенням порядку d . Щільність їхньої ймовірності дорівнює

$$p_d(x) = \frac{(2d+1)!}{(2X)^{2 \cdot d+1}} \cdot \begin{cases} (X-x)^{2d} & \text{для } k=0 \\ (X+x)^{2d} & \text{для } k=2d \end{cases}. \quad (18)$$

Висновки.

1. Пропоноване концепцію подання упорядкованих вибірок з некорельованої випадкової множини даних як багатоканальних одноелементних конверторів функції щільності ймовірності.

2. Визначення перетворювальних властивостей впорядкованих вибірок виконано шляхом оцінок близькості детермінованих функцій «спостережуваних» щільності ймовірності елементів (каналів конвертора) і апроксимуючих їх «очікуваних» функцій Гауса за допомогою параметричних і статистичних методів.

3. Параметричні оцінки апроксимації здійснюються за допомогою наведеного інтегрального відхилення і коефіцієнту детермінації досліджуваної та апроксимуючої функцій. Для умовних граничних значень параметричних оцінок показано наявність груп елементів для вибірок різних порядків, умовно згодних з гіпотезою H_0 .

3. Статистичну згоду двох сімейств функцій щільності ймовірності оцінено за допомогою трьох різних критеріїв – через міри скошеності, гостровершинності їхніх функцій розподілу та за допомогою критерію подібності Пірсона. Розроблений метод адаптації критерію *хі-квадрат* для оцінки сімейств аналітичних функцій щільності ймовірності зі змінними параметрами.

4. Результати досліджень узагальнені в створеної статистичної моделі багатоканального конвертора некорельованих даних. Модель включає групу статистично близькі до нормального закону розподілу випадкових величин каналів *pdf*-конверторів, які запропоновано виділяти «вікном статистичної близькості». Щільності розподілу ще двох груп каналів являють собою параболи другого і більш високих порядків.

5. Запропонована методика досліджень може бути використана для визначення перетворювальних властивостей багатоканальних одноелементних конверторів – упорядкованих вибірок випадкових величин з іншими абсолютно безперервними функціями щільності розподілу ймовірності.

Роботу виконано за рахунок коштів бюджетної програми "Розвиток наукових засад методів та засобів вимірювання експлуатаційних параметрів обладнання електростанцій» (0116U007285), КПКВК 6541030.

1. Luo D., Wan X., Liu J., Tong T. Optimally estimating the sample mean from the sample size, median, mid-range, and/or mid-quartile range. *Statistical Methods in Medical Research*. 2016. No 27(6). Pp. 1785-1805. DOI: <https://doi.org/10.1177/0962280216669183>.

2. Gervini D. Robust functional estimation using the median and spherical principal components. *Biometrika*. 2008. No 95(3). Pp. 587-600. DOI: <https://doi.org/10.1093/biomet/asn031>.

3. Qasim Nasir Husain, Mohd Bakri Adam, Mahendran Shitan, Anwar Fitrianto. Extension of Tukey's Smoothing Techniques. *Indian Journal of Science and Technology*. 2016. No 9(28). Pp.1-6. DOI: <https://doi.org/10.17485/ijst/2016/v9i28/97354>.

4. Jansen M. Multiscale Poisson data smoothing. *Journal of the Royal Statistical Society: Series B (Statistical Methodology)*. 2006. No 68(1). Pp. 27-48. DOI: <https://doi.org/10.1111/j.1567-9868.2005.00531.x>.

5. Kappal S. Data Normalization Using Median & Median Absolute Deviation (MMAD) based Z-Score for Robust Predictions vs. Min-Max Normalization. *London Journal of Research in Science: Natural and Formal*. 2019. Vol. 19. Pp. 39-44. DOI:

<https://doi.org/10.13150/RG.2.2.32799.82088>.

6. Cheng X-B, Wang F-K. The performance of EWMA median and CUSUM median control charts for a normal process with measurement errors. *Qual Reliab Engng Int*. 2018. Vol. 34(2). Pp. 203-213. DOI: <https://doi.org/10.1002/qre.2248>
7. Wan X., Wang W., Liu J., Tong T. Estimating the sample mean and standard deviation from the sample size, median, range and/or interquartile range. *BMC Med Res Methodol*. 2014. Vol. 14(135). DOI: <https://doi.org/10.1186/1471-2288-14-135>.
8. Eng H-L., Ma K-K. Noise Adaptive Soft-Switching Median Filter. *IEEE transactions on image processing*. 2001. Vol. 10(2). Pp. 242-251. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-642-22720-2_19.
9. Villar S.A., Torcida S., Acosta G.G. Median Filtering: A New Insight. *Journal of Mathematical Imaging and Vision*. 2017. Vol. 58. No 1. Pp. 130-146. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10851-016-0694-0>
10. Rajan P. K. Two-dimensional digital signal processing II: Transforms and median filters. *Proceedings of the IEEE*. 1982. Vol. 70(7). Pp. 780-781. DOI: <https://doi.org/10.1109/proc.1982.12396>
11. Zhu B., Jiao J., Steinhardt J. When does the Tukey Median work? URL: <https://arxiv.org/abs/2001.07805> (accessed at 20.12.2020)
12. Gabbou M., Coyle E.J., Gallagher N.C., Jr. An overview of median and stack filtering. *Circuits Systems Signal process*. 1992. Vol. 11(1). Pp. 7-45. DOI: <https://doi.org/10.1007/BF01189220>.
13. Taherdoos H. Sampling Methods in Research Methodology. How to Choose a Sampling Technique for Research. *International Journal of Academic Research in Management (IJARM)*. 2016. Vol 5(2). Pp. 18-27. DOI: <https://doi.org/10.2139/ssrn.3205035>.
14. Estivill-Castro V., Wood D. A survey of adaptive sorting algorithms. *ACM Computing Surveys*. 1992. Vol 24. Issue 4. Pp. 441-476. DOI: <https://doi.org/10.1145/146370.146381>.
15. Mazmanian R.O. Characteristics of ordered samples of a random uncorrelated signal. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2004. No 6. Pp. 60-64. (Rus).
16. Mazmanian R.O. Ordered samples in uncorrelated signal conversion. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 3. Pp. 82-89. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.03.082> (Rus).
17. Feller W. An introduction to probability theory and its applications. Vol. 1. New York: Wiley, 1968. 528 p.
18. Ozer D.J. Correlation and the coefficient of determination. *Psychological Bulletin*. 1985. Vol 97(2). Pp. 307-315. DOI: <https://doi.org/10.1037/0033-2909.97.2.307>.
19. Keya Rani Das, A.H.M. Rahmatullah Imon. A Brief Review of Tests for Normality. *American Journal of Theoretical and Applied Statistics*. 2016. Vol 5(1). Pp. 5-12. DOI: <https://doi.org/10.11648/j.ajtas.20160501.12>.
20. Jones T. A. Skewness and kurtosis as criteria of normality in observed frequency distributions. *Journal of Sedimentary Research*. 1969. Vol 39(4). Pp. 1622-1627. DOI: <https://doi.org/10.1306/74d71ec9-2b21-11d7-8648000102c1865d>.
21. DeCarlo L. T. On the meaning and use of kurtosis. *Psychological Methods*. 1997. Vol 2(3). Pp. 292-307. DOI: <https://doi.org/10.1037/1082-989X.2.3.292>.
22. Pustynnik E.I. Statistical methods of analysis and processing of observations. Moskva: Nauka, 1968. 288 p. (Rus).
23. Montgomery D.C., Runger G.C. Applied statistics and probability for engineers. Wiley PLUS Products., 2017. 479 p.
24. Massey A., Miller S.J. Tests of Hypotheses Using Statistics. Providence: Brown University, 2006. 32 p.
25. Greenwood P., Nikulin M.S. A Guide to Chi-squared Testing. New York: Wiley, 1996. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10958-014-1835-x>.
26. Guenther W.C. Power and Sample Size for Approximate Chi-Square Tests. *The American Statistician*. 1977. Vol. 31(2). Pp. 83-85. DOI: <https://doi.org/10.2307/2683047>.
27. Nisen J.A., Schwertman N.C. A simple method of computing the sample size for Chi-square test for the equality of multinomial distributions. *Computational Statistics and Data Analysis*. 2008. Vol. 52. Pp. 4903-4908. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.csda.2008.04.007>.

NONCORRELATED DATA ORDERED SAMPLES AS A SINGLE-ELEMENT MULTICHANNEL CONVERTER.

R.O. Mazmanian

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

56, Peremohy ave, Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: mazmanian@ied.org.ua

The sufficient closeness of the medians of the ordered samples of random data to the normal distribution is used in computer systems for control, monitoring and diagnosing electric power equipment. However, it remains what other probability density function (pdf) of elements (sample statistics) have such similarities. This paper presents various methods for statistical testing hypotheses for pdf-converter channels as statistics of given sizes odd numbered and ordered samples of bounded and uniformly distributed random numbers. The use of various different criteria and the results of estimates studied under the same conditions showed a sufficient conformity of the results of tests for three statistical criteria. It made possible to draw a reasonable conclusion about the preferable use of the adapted chi-square test for assessing the congruence of analytical pdf channels of the converter with normal distribution. We also suggested using the "statistical closeness window" to define those channels of the converter that do not significantly differ from the normal distribution. In addition, we presented an empirical formula determining the dependence of the size of the window of the statistical closeness window on the sample size. The results of the research are summarized in a statistical model of a multichannel uncorrelated data converter. References 27, figures 7.

Keywords: random data, uniformly distribution, ordered samples, probability density function (pdf), pdf-converter, density estimation, chi-square criteria.

Надійшла 25.01.2021
Остаточний варіант 15.03.2021

**ВИДАВНИЧА ПОЛІТИКА ЖУРНАЛУ «ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА» –
ЦЕ ДОТРИМАННЯ ПРИНЦИПІВ АКАДЕМІЧНОЇ ДОБРОЧЕСНОСТІ**

Л.В.Городжа, канд.техн.наук
Інститут електродинаміки НАН України,
Пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: ted@ied.org.ua

Розглянуто основні засади видавничої політики журналу «Технічна електродинаміка», а саме дотримання принципів академічної доброчесності. Розтлумачено поняття академічної доброчесності, види її порушення – плагіат, самоплагіат, фальсифікація, фабрикація. Вказано розроблені в Україні деякі нормативно-правові документи щодо цього питання, яких повинен дотримуватися кожен науковець та наукові видання. Бібл. 10.

Ключові слова: видавнича політика, академічна доброчесність, плагіат, самоплагіат

У глобальному світі відкритих знань, де панують принципи *Open Access* та *Open Science*, усе більшої ваги набуває захист прав інтелектуальної власності, захист ученого та його наукового доробку. Відкритий доступ – це безкоштовний, постійний, повнотекстовий доступ в режимі реального часу до наукових матеріалів у мережі Internet, здійснюваний переважно до рецензованих наукових журналів.

Саме таким є журнал «Технічна електродинаміка» («ТЕ») Інституту електродинаміки НАН України, він входить до бази даних DOAJ – *Directory of Open Access Journals*. Основна причина, з якої автори розміщують власні праці у відкритому доступі – збільшення показника важливості. Існує ряд досліджень, які свідчать про суттєве зростання індексів цитування на статті, розміщені у відкритому доступі. Разом з тим все більш **актуальним** стає питання захисту прав авторів. Саме тому велику увагу міжнародна наукова спільнота приділяє дотриманню науковими журналами принципів академічної доброчесності у видавничій політиці.

В умовах українського суспільства впродовж останніх років проблема академічної недоброчесності регулярно потрапляла в фокус суспільної уваги. Кампанії з розгортання боротьби з академічною корупцією змінювали одна одну, зазвичай стаючи результатом викриття наступного плагіатора з числа української політичної чи наукової еліти. Стандартним результатом ставала поява низки викривальних публікацій, які обмежувалися окремими персоналіями та не мали жодного навіть репутаційного наслідку. Наука як соціальний інститут сучасного суспільства не позбавлена притаманних йому хвороб, адже кризові явища, які мають місце в економічній, політичній та інших сферах життя, не можуть не позначатися на сферах, пов'язаних з підготовкою кваліфікованих фахівців та здійсненням наукових досліджень.

Редакція журналу «Технічна електродинаміка» («ТЕ») у своїй роботі також стикається з цим явищем та намагається дотримуватися академічної культури, професійної етики, слідуванню моральним цінностям та стандартам міжнародних та національних організацій. Саме тому **метою** цієї статті є ознайомлення дописувачів та читачів журналу з принципами академічної доброчесності, видами її порушень, відповідальністю за порушення та нормативним середовищем, розробленим в Україні, яке направлено на подолання цього явища.

Що таке академічна доброчесність, та значення в науці, нормативне середовище.

Наукова сфера безпосередньо пов'язана авторським і інтелектуальним правом. У Законі України «Про наукову і науково-технічну діяльність» [1] зазначено, що «наукова діяльність – інтелектуальна творча діяльність, спрямована на одержання нових знань та (або) пошук шляхів їхнього застосування, основними видами якої є фундаментальні та прикладні наукові дослідження; науковий результат – це нове знання, одержане в процесі фундаментальних або прикладних наукових досліджень і зафіксоване на носіях наукової інформації у формі звіту, наукової праці, наукової доповіді, наукового повідомлення про науково-дослідну роботу, монографічного дослідження, наукового відкриття тощо». Тобто нові знання повинні бути у відкритому доступі. Тому і постає питання захисту інтелектуальної власності

Академічна доброчесність означає, що у процесі досліджень науковці повинні керуватися, передусім, принципами чесності, чесною праці. Вона відразу асоціюється з плагіатом, а точніше з його недопущенням. Плагіат по своїй суті – порушення принципів академічної доброчесності. Це неправомірне поведінка, що суперечить нормам моралі.

Міністерством освіти та науки України розроблено та продовжує удосконалюватися нормативно-правове середовище, що включає принципи та норми, яких повинна дотримуватися наукова спільнота, та процедури забезпечення академічної доброчесності, а саме:

- Закон України «Про освіту» №2145-VIII від 05.08.2017;
- Закон України «Про вищу освіту» №1556-VII від 01.07.2014;
- Закон України «Про авторське право та суміжні права» № 3792-XII від 23.12.1993;
- Проект закону «Про академічну доброчесність», розроблений Національним агентством із забезпечення якості вищої освіти.

У Національній академії наук України діє «Етичний кодекс вченого України», затверджений Постановою загальних зборів НАН України 15.04.2009 № 2 [2], в якому зазначено, що «метою Етичного кодексу вченого України (надалі Кодекс) є формулювання загальних етичних принципів, яких кожен з науковців і викладачів має дотримуватися у своїй роботі. Кодекс регулює відносини науковців між собою та із суспільством. Він встановлює основні засади задля оцінки вченими своєї власної роботи та діяльності колег з позиції моралі. Основним завданням Кодексу є надання пріоритету моральним вимірам науки та соціальній відповідальності спільноти вчених і кожного вченого зокрема». Наведемо деякі його ключові позиції:

1.5. *Обов'язок ученого протидіяти конформізму в науковому співтоваристві, брати активну участь в атестації наукових кадрів, протидіяти присудженню наукових ступенів і звань за роботи, які не відповідають досягненням світової науки або виконані з порушенням норм етики, зокрема рішуче викривати **плагіат** та інші форми порушень авторського права.*

1.10. *Учений не чинить дій, які можуть завдати шкоду професійній репутації колег. За наявності неспростовних доказів неетичних чи непрофесійних дій ученого, наукове співтовариство має у відкритій неупередженій дискусії дати їм відповідну оцінку.*

2.3. *Учений має забезпечувати бездоганну чесність та прозорість на всіх стадіях наукового дослідження і вважати неприпустимим прояви шахрайства, зокрема фабрикування та фальшування даних, піратства та плагіату.*

2.4. *Учений має здійснювати необхідний захист інтелектуальної власності.*

3.2. *Учений визнає міжнародні та національні правові норми щодо авторських прав.* Учений може використовувати інформацію з будь-яких публікацій за умови, що вказує джерело та проводить чітку межу між власними даними та здобутками інших. Запозичення для власних публікацій будь-яких текстів, фотографій, рисунків, таблиць, схем, формул тощо потребує згідно з існуючими правилами дозволу автора та/або видавництва.

3.3. *У разі публікації результатів дослідження, що проводилося групою вчених, всі, хто брав творчу участь у роботі, мають бути зазначеними як автори; може бути зазначено їхній особистий внесок. Тільки реальний творчий внесок у наукову роботу може слугувати критерієм авторства. Поступатися авторством на наукову роботу іншій особі, приймати авторство або співавторство та, особливо, вимагати його є неприпустимим.*

3.4. *Учений не повинен повторювати свої наукові публікації з метою збільшення їхньої кількості. Якщо для пропаганди наукових досягнень доцільна публікація однієї і тієї ж роботи в різних журналах, автор обов'язково мусить поінформувати редакторів про факт публікації її в інших виданнях.*

Таким чином, Кодекс встановлює етичні правила, яких повинен дотримуватися кожен науковець під час дослідницької роботи.

Визначення академічної доброчесності надано у ст. 42 Закону «Про освіту» [3], зокрема, розтлумачено, що передбачає дотримання академічної доброчесності, види порушень: «Академічна доброчесність – це сукупність етичних принципів та визначених законом правил, якими мають керуватися учасники освітнього процесу під час навчання, викладання та провадження наукової (творчої) діяльності з метою забезпечення довіри до результатів навчання та/або наукових (творчих) досягнень.

Дотримання академічної доброчесності науковими працівниками передбачає:

- посилання на джерела інформації у разі використання ідей, розробок, тверджень, відомостей інших авторів;
- дотримання норм законодавства про авторське право і суміжні права;

- надання достовірної інформації щодо методик та результатів досліджень, джерел використаної інформації та власної наукової діяльності;
- контроль за дотриманням академічної доброчесності здобувачами освіти; об'єктивне оцінювання результатів.

Порушенням академічної доброчесності вважається:

- **академічний плагіат** – оприлюднення (частково або повністю) наукових (творчих) результатів, отриманих іншими особами, як результатів власного дослідження (творчості) та/або відтворення опублікованих текстів (оприлюднених творів мистецтва) інших авторів без зазначення авторства;
- **самоплагіат** – оприлюднення (частково або повністю) власних раніше опублікованих наукових результатів як нових наукових результатів;
- **фабрикація** – вигадання даних чи фактів, що використовуються в освітньому процесі або наукових дослідженнях;
- **фальсифікація** – свідомо зміна чи модифікація вже наявних даних, що стосуються освітнього процесу чи наукових досліджень;
- **обман** – надання завідомо неправдивої інформації щодо власної освітньої (наукової, творчої) діяльності чи організації освітнього процесу; формами обману є, зокрема, перераховані вище порушення;
- **хабарництво** – надання (отримання) учасником освітнього процесу чи пропозиція щодо надання (отримання) коштів, майна, послуг, пільг чи будь-яких інших благ матеріального або нематеріального характеру з метою отримання неправомірної переваги в освітньому процесі;
- **необ'єктивне оцінювання** – свідоме завищення або заниження оцінки результатів здобувачів освіти та досліджень.

За порушення академічної доброчесності наукові працівники закладів можуть бути притягнені до такої академічної відповідальності:

- відмова у присудженні наукового ступеня чи присвоєнні вченого звання;
- позбавлення присудженого наукового ступеня чи присвоєного вченого звання.»

Зупинимося більш детально на поняттях академічного плагіату та самоплагіату.

Міністерством освіти і науки України розроблено «Рекомендації щодо запобігання академічному плагіату та його виявлення в наукових роботах (авторефератах, дисертаціях, монографіях, наукових доповідях, статтях тощо): Лист МОН України від 15.08.2018 № 1/8681 для застосування членами експертних рад МОН України з питань проведення експертизи дисертацій, спеціалізованими вченими радами із захисту дисертацій в закладах вищої освіти і наукових установах та іншими суб'єктами, які здійснюють заходи із запобігання академічному плагіату і його виявлення в наукових роботах (авторефератах, дисертаціях, монографіях, наукових доповідях, статтях тощо). Метою Рекомендацій є створення умов для посилення співпраці представників наукових кіл у підготовці кваліфікованих кадрів у різних галузях науки та техніки. Правовою основою Рекомендацій є Конституція України, закони України «Про авторське право і суміжні права», «Про освіту», «Про наукову і науково-технічну діяльність», «Про науково-технічну інформацію», «Про вищу освіту». В них описано *види* академічного плагіату в наукових роботах (авторефератах, дисертаціях, монографіях, наукових доповідях, статтях тощо) [4], а саме:

«Академічним плагіатом є:

2.1. Відтворення в тексті наукової роботи без змін, з незначними змінами або в перекладі тексту іншого автора (інших авторів), обсягом від речення і більше, без посилання на автора (авторів) відтвореного тексту.

2.2. Відтворення в тексті наукової роботи, повністю або частково, тексту іншого автора (інших авторів) через його перефразування чи довільний переказ без посилання на автора (авторів) відтвореного тексту.

2.3. Відтворення в тексті наукової роботи наведених в іншому джерелі цитат з третіх джерел без вказування, за яким саме безпосереднім джерелом наведено цитату.

2.4. Відтворення в тексті наукової роботи наведеної в іншому джерелі науково-технічної інформації (крім загальновідомої) без вказування на те, з якого джерела взята ця інформація».

Плагіат визнається порушенням авторських прав.

У Листі МОН України №1/9–263 від 20.05.2020 «До питання уникнення проблем і помилок у практиках забезпечення академічної доброчесності» [5] вказано, що академічний плагіат не зводиться тільки до текстових збігів, а може стосуватися також некоректного запозичення фактів, гіпотез, числових даних, методик, ілюстрацій, формул, моделей, програмних кодів тощо.

Доволі поширеним став і такий прояв академічної нечесності як внесення до списку авторів статей, монографій, підручників та інших видань осіб, які не брали участі в отриманні наукових результатів, у такий спосіб підвищуючи їхній публікаційний рейтинг.

Виходячи з цих положень та Рекомендацій EASE (Європейської асоціації наукових редакторів) для авторів [6], редакція журналу «ТЕ» вимагає від дописувачів: «...чітко відокремте ваші оригінальні дані й гіпотезу від даних і гіпотез інших людей і ваших ранніх публікацій – де це необхідно, дайте посилання. А якщо ні, то ви можете стати плагіатором або само-плагіатором».

Як свідчить практика, існує багато питань стосовно поняття «самоплагіат». У Законі України «Про освіту» [3], стаття 42, частина 4 зазначено, що самоплагіат – це оприлюднення (частково або повністю) власних раніше опублікованих наукових результатів як нових наукових результатів. Наявність посилання на попередню публікацію наукового результату повністю знімає питання щодо можливої наявності самоплагіату. Найбільш типовими видами самоплагіату є:

- повторна публікація однієї і тієї статті з незначними змінами в назві та змісті;
- публікація статті, яка містить значні уривки з раніше опублікованих робіт без розміщення посилань на них;
- публікація подібних текстів одночасно в різних журналах.

Самоплагіат розглядається як порушення норм етики.

Редакція журналу «ТЕ» дотримується принципів, розроблених Комітетом з етики наукових публікацій [7], які задекларовано у розділі «Видавнича політика» на сайті журналу, де чітко прописано:

- етичні зобов'язання членів редколегії та редакції журналу;
- етичні зобов'язання авторів;
- етичні зобов'язання рецензентів;
- політика редакції щодо плагіату.

Стисло наведемо принципи, якими повинен керуватися автор.

1. Основний обов'язок автора полягає в тому, щоб надати точний звіт про проведене ним дослідження, прийнятний для об'єктивного обговорення його значущості.

2. Автори статей несуть усю повноту відповідальності за зміст статей і сам факт їхньої публікації.

3. Матеріал про результати досліджень, що надходить до редакції, має бути достатньо повним і містити необхідні посилання на доступні джерела інформації.

4. Автор повинен цитувати ті публікації, які здійснили визначальний вплив на сутність роботи, що викладалася, а також ті, які можуть швидко познайомити читача з більш ранніми роботами, важливими для розуміння цього дослідження. За винятком оглядів, слід мінімізувати цитування робіт, які не мають безпосереднього відношення до цього повідомлення. Автор зобов'язаний належним чином вказувати джерела принципово важливих матеріалів, використаних у цій роботі, якщо ці матеріали не були отримані самим автором; максимально, по можливості, обмежити самоцитування.

Надмірні посилання на власні публікації розглядаються як порушення академічної доброчесності з метою штучного підвищення наукометричних показників автора.

5. Під час підготовки рукопису до публікації автор повинен інформувати головного редактора щодо споріднених рукописів автора, представлених або прийнятих до друку, надати їхні копії та вказати зв'язки з рукописом, представленим до публікації.

6. Автор не повинен представляти рукописи, що описують по суті одні і ті самі результати, більш ніж в один журнал у вигляді первинної публікації, якщо тільки це не повторне подання відхиленого журналом або відкликаною автором рукопису. Повторне видання статей, розміщених у журналі «ТЕ», можливе лише за згодою редакції.

7. Автор повинен чітко вказати джерела всієї процитованої або представленої інформації, за винятком загальновідомих відомостей. Інформація, отримана в приватному порядку (в процесі бесіди, під час листування або обговорення з третіми сторонами) не має бути використана або повідомлена в роботі автора без чіткого дозволу дослідника.

8. Експериментальне або теоретичне дослідження може іноді слугувати основою для критики роботи іншого дослідника. Опубліковані статті у відповідних випадках можуть містити подібну критику. Персональна критика, проте, не може вважатися доречною ні за яких обставин.

9. Співавторами статті мають бути ті особи, які зробили значний науковий внесок у представлену роботу і розділяють відповідальність за отримані результати. Інші внески мають бути відмічені в

примітках або в розділі "Вдячності". Автор, який представляє рукопис до публікації, відповідає за те, щоб до списку співавторів були включені ті і тільки ті особи, які відповідають критерію авторства.

Згідно з правилами подання статті в журнал "ТЕ" автори, направляючи статтю до редакції, підписують Ліцензійний договір [8], згідно з яким передають авторські права на використання їхніх статей редколегії журналу й підтверджують, що стаття раніше не публікувалася й не направлена для розгляду в інші наукові видання. Права авторів на використання матеріалів статей і перекладів статей з журналу «Технічна електродинаміка» в інших публікаціях визначаються загальними міжнародними й українськими законами про авторські права.

Щодо фабрикації і фальсифікації. Закон України «Про освіту» передбачає інші порушення академічної доброчесності, зокрема фабрикацію і фальсифікацію. Практика провідних університетів і наукових видань світу свідчить, що виявлення таких порушень відбувається переважно експертами під час рецензування, опонування тощо.

Проте все частіше з'являються свідчення того, що процес рецензування не завжди є справедливим і етичним попри загальну тенденцію дотримання більшістю серйозних журналів етичних норм.

З метою забезпечення якості процедури рецензування рукописів редакцією журналу «ТЕ» розроблено Етичні зобов'язання рецензентів та Рекомендації рецензенту, підготовлені за матеріалом "Рекомендації рецензенту компанії Elsevier". В них, зокрема, зазначено, що рецензент повинен відмічати будь-які випадки недостатнього цитування авторами робіт інших учених, що мають безпосереднє відношення до роботи, що рецензується. При цьому слід враховувати, що зауваження щодо недостатнього цитування власних досліджень рецензента можуть виглядати як упереджені задля підвищення власного індексу Гірша. Рецензент повинен звернути увагу головного редактора на будь-яку істотну схожість між даним рукописом і будь-якою опублікованою статтею або будь-яким рукописом, одночасно представленим до іншого журналу. Рецензент не повинен розголошувати і використовувати в цілях отримання власної вигоди інформацію або ідеї, отримані в процесі рецензування.

Неправомірними є дії редакторів журналів, які намагаються штучно підвищувати "імпакт-фактор" своїх журналів через практику примусу до їх цитування. Редакція журналу «ТЕ» дотримується принципів і норм академічної доброчесності і всіляко намагається обмежувати «самоциткування» журналу.

Як запобігти плагіату та самоплагіату? Дотримання принципів академічної доброчесності в дослідженні є однією з базових засад наукової спільноти. Учений визнає міжнародні та національні правові норми щодо авторських прав. Він може використовувати інформацію з будь-яких публікацій за умови, що вказує джерело та проводить чітку межу між власними даними та здобутками інших. МОН України рекомендує включити у внутрішню систему забезпечення якості процедури та заходи задля реалізації принципів академічної доброчесності та розробити відповідну нормативно-правову базу (Кодекси академічної доброчесності, Положення про систему запобігання плагіату в академічних текстах працівників та здобувачів наукових ступенів, Декларацію про дотримання академічної доброчесності і т.інш.). Важливо, щоб вона забезпечувала виконання усіх норм статті 42 Закону України "Про освіту". До речі, такі документи вже діють деякий час у закладах вищої освіти (ЗВО) України.

Одним з шляхів подолання академічної недоброчесності є перевірка академічних текстів на плагіат. Всі рукописи, що надходять до редакції «ТЕ», перевіряються на плагіат, про що зазначено на сайті журналу [8]. Існує багато онлайн-сервісів та програм, які дають змогу провести таку перевірку. Вони можуть бути як платними, так і безкоштовними. Але безкоштовний сервіс може бути «хижацьким».

МОН України 23 лютого 2018 р. підписало Меморандум з компанією Plagiat.pl, що дає можливість українським вишам протягом **5 років безоплатно** використовувати сучасну систему для виявлення плагіату, зокрема з робіт, виконаних різними мовами, а 4 квітня 2018 р. – Меморандум з компанією «Антиплагіат», згідно з яким **7 років українські виші отримують безкоштовний доступ** до ще одного сучасного сервісу перевірки наукових робіт на плагіат.

Виникає питання: а чому тільки ЗВО? Чому Президія та Науково-видавнича рада НАН України не турбуються про своїх науковців та наукові видання? Дуже важливо створити умови для доступу редакцій наукових видань до сучасних інструментів та відповідних баз даних, які допоможуть у боротьбі з академічною недоброчесністю (плагіатом).

Постановою Кабінету міністрів України від 19 липня 2017 р. № 541 створено Національний репозитарій академічних текстів (НРАТ) – загальнодержавна розподілена електронна база даних, в якій накопичуються, зберігаються і систематизуються академічні тексти. Його основною метою є

сприяння розвитку освітньої, наукової, науково-технічної та інноваційної діяльності шляхом поліпшення доступу до академічних текстів та сприяння академічній доброчесності [10]. До НРАТ повинні включатися всі академічні тексти незалежно від дати їхнього створення та оприлюднення. Ресурси НРАТ є допоміжними засобами задля проведення експертизи академічних текстів на плагіат. Але ще тільки в планах цієї важливої організації включення статей хоча б фахових наукових видань до своєї бази даних та їхня перевірка на плагіат.

Висновки. Академічна доброчесність – це морально-етичні правила професійної поведінки та норми наукової діяльності членів академічної спільноти, що регламентує стандарти поведінки учасників наукової діяльності, приписуючи обов'язковість їхнього виконання. Плагіат визнається порушенням авторських прав, самоплагіат – норм етики.

Автор несе персональну відповідальність за новизну і достовірність результатів, а також гарантує, що результати дослідження, викладені в рукописи, повністю оригінальні. Опубліковуючи однакові статті в декількох журналах без попередження редакції, автор порушує права та інтереси журналів. Редакція «ТЕ» планує розробити Декларацію про дотримання академічної доброчесності, яку повинен підписувати кожен дописувач журналу.

Варто більше популяризувати Етичний кодекс ученого України як конституцію академічної доброчесності та мотивувати науковців (особливо молодих) будувати свою кар'єру за задекларованими у ньому принципами.

Редакція журналу «ТЕ» вживає заходи щодо запобіганню та виявленню академічного плагіату у наукових статтях, дотримується принципів і норм академічної доброчесності та закликає до цього всіх учасників видавничого процесу.

PUBLISHING POLICY OF THE JOURNAL "TECHNICAL ELECTRODYNAMICS" IS THE COMPLIANCE WITH THE PRINCIPLES OF ACADEMIC INTEGRITY

L.V.Gorodzha

**Institute of electrodynamics of the National academy of sciences of Ukraine,
Pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: ted@ied.org.ua**

The main principles of the publishing policy of the journal "Technical Electrodynamics" are considered, namely the observance of the principles of academic integrity. The concept of academic integrity, types of its violation - plagiarism, self-plagiarism, falsification, fabrication are explained. There are some legal documents developed in Ukraine on this issue, which must be followed by every scientist and scientific publications. References 10.

Key words: publishing policy, academic integrity, plagiarism, self-plagiarism

1. About scientific and scientific and technical activity. Law of Ukraine from 13.12.1991 No 1977-XII. (Ukr) URL: <http://zakon2.rada.gov.ua/laws/show/1977-12> (accessed at 12.03.2021)
2. Code of Ethics of the scientist of Ukraine. Resolution of the General Meeting of the NAS of Ukraine from 15.04.2009 No 2. (Ukr) URL: <https://www.znu.edu.ua/etychnyj-kodex-uchenogo-Ukrainy.pdf> (accessed at 14.03.2021)
3. About education. Law of Ukraine from 05.08.2017 No 2145-VIII. (Ukr) URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/2145-19#Text> (accessed at 12.03.2021)
4. Recommendations for the prevention of academic plagiarism and its detection in scientific papers (abstracts, dissertations, monographs, scientific reports, articles, etc. Letter from the Ministry of Education and Science of Ukraine from 15.08.2018 No 1/8681. (Ukr) URL: <https://zakon.rada.gov.ua/rada/show/v8681729-18#Text> (accessed at 23.03.2021)
5. On the issue of avoiding problems and mistakes in the practice of ensuring academic integrity. Letter from the Ministry of Education and Science of Ukraine from 20.05.2020 No 1/9–263. (Ukr) URL: <https://mon.gov.ua/ua/npa/dopitannya-uniknennya-problem-i-pomilok-u-praktikah-zabezpechennya-akademichnovi-dobrochesnosti> (accessed at 23.03.2021)
6. EASE Guidelines for Authors and Translators of Scientific Articles to be Published in English, June 2014. URL: <http://visnyk.akademy.gov.ua/uploads/2015/4> (accessed at 12.03.2021)
7. Code of Ethics of Scientific Publications, developed by the Committee on Ethics of Scientific Publications. (Ukr) URL: <http://publicet.org/code/> (accessed at 14.03.2021)
8. Publishing policy. (Ukr) URL: <https://techned.org.ua/index.php/techned/publishing> (accessed at 27.03.2021)
9. License agreement. (Ukr) URL: <https://techned.org.ua/index.php/techned> (accessed at 12.03.2021)
10. Regulations on the National Repository of Academic Texts. Resolution of the Cabinet of Ministers of Ukraine from 19.07.2017 No 541. (Ukr) URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/541-2017-%D0%BF> (accessed at 14.03.2021)

Надійшла 02.04.2021