



ISSN 1607-7970
E-ISSN 2218-1903

ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

№ 4
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

Теоретична електротехніка та електрофізика

VASETSKY Yu.M. Exact analytical and approximate asymptotic calculation methods to determine three-dimensional electromagnetic field near conducting body with flat surface 3

Електромеханічне перетворення енергії

PERESADA S.M., BOZHKO S.V., KOVBASA S.M., NIKONENKO Y.O. Robust direct field oriented control of induction generator 14

РАЩЕПКИН А.П., КОНДРАТЕНКО І.П., КАРЛОВ О.М., КРИЩУК Р.С. Магнітоелектричний перетворювач енергії морських хвиль 25

ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., ПОДА М.В. Моделювання процесів енергоперетворення в системі рекуперації енергії коливань шасі транспортних засобів 35

Електроенергетичні системи та установки

КИРИЛЕНКО О.В., БЛІНОВ І.В., ПАРУС Є.В., ТРАЧ І.В. Оцінка ефективності використання систем накопичення електроенергії в електричних мережах 44

SYVOKOVYLENKO V.F., LYSENKO V.A. Application of wavelet transform for phase-to-ground fault protection in medium voltage electrical networks 55

Електротехнологічні комплекси та системи

ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., ПАВЛОВ В.Б., ЗАПАДИНЧУК О.П. Аналіз ефективності передачі електричної енергії в системі бездротової зарядки акумуляторної батареї електромобіля 63

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

EREMENKO V.S., BABAK V.P., ZAPOROZHETS A.O. Method of reference signals creating in non-destructive testing based on low-speed impact 70

Колонка редактора

ГОРОДЖА Л.В. Аналіз наукометричних показників журналу «Технічна електродинаміка» 2018–2020 рр. 83

Персоналії

ДО 70-РІЧЧЯ члена-кореспондента НАН України Михальського В.М. 87

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

VASETSKY Yu.M. Exact analytical and approximate asymptotic calculation methods to determine three-dimensional electromagnetic field near conducting body with flat surface3

Electromechanical energy conversion

PERESADA S.M., BOZHKO S.V., KOVBASA S.M., NIKONENKO Y.O. Robust direct field oriented control of induction generator 14

RASCHEPKIN A.P., KONDRATENKO I.P., KARLOV A.N., KRYSHCHUK R.S. Magneto-electric energy converter of sea waves.....25

VASKOVSKY Yu.M., PODA M.V. Modeling of energy conversion processes in the system vibration energy recovery of vehicle chassis35

Electric power systems and installations

KYRYLENKO O.V., BLINOV I.V., PARUS Ye.V., TRACH I.V. Evaluation of efficiency of use of energy storage system in electric networks44

SYVOKOBYLENKO V.F., LYSENKO V.A. Application of wavelet transform for phase-to-ground fault protection in medium voltage electrical networks55

Electrotechnological complexes and systems

PODOLTSEV O.D., PAVLOV V.B., ZAPADYNCHUK O.P. Analysis of the efficiency of electric power transmission in the system of wireless charging of the electric vehicle's battery63

Information-measuring systems in power engineering

EREMENKO V.S., BABAK V.P., ZAPOROZHETS A.O. Method of reference signals creating in non-destructive testing based on low-speed impact70

Editor column

GORODZHA L.V. Analysis of scientific metric indicators of the journal "Technical Electrodynamics" 2018-202083

Personalities

TO THE 70TH ANNIVERSARY of corresponding member of NAS Ukraine V.M. Mykhalsky87

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

**EXACT ANALYTICAL AND APPROXIMATE ASYMPTOTIC CALCULATION
METHODS TO DETERMINE THREE-DIMENSIONAL ELECTROMAGNETIC FIELD NEAR
CONDUCTING BODY WITH FLAT SURFACE****Yu.M. Vasetsky*****Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: yuriv.vasetsky@gmail.com**

The analytical solution of the three-dimensional quasi-stationary electromagnetic field problem for a current located near conducting body with a flat surface is considered. The exact and approximate solution of the problem is presented. The exact solution has no restrictions on the external field configuration, physical properties of the medium, and frequency. The approximate solution is based on an expansion in asymptotic series and has limitations: for sinusoidal field, the solution is limited to frequencies above the lower limit; for pulsed field, the solution is limited by the initial time interval of the current pulse. Based on comparison of the results of exact and approximate calculations for nonuniform sinusoidal field at the interface between the media, the admissible value of the introduced small parameter is determined. For pulsed field the proposed choice of the limited time interval for calculating electromagnetic field using the asymptotic method is justified. References 29, figures 7.

Key words: three-dimensional electromagnetic field, exact analytical method, asymptotic series expansion, skin effect, sinusoidal and pulsed fields.

Introduction. Attention to the study of three-dimensional high-frequency sinusoidal and high-speed pulsed electromagnetic fields, taking into account eddy currents in conducting bodies is due to the need to take into account the influence of geometric and physical factors on the processes in the device elements of which a strong skin effect is appeared. It is enough to point out, for example, the technology of high-density pulsed currents to change the mechanical properties and control the stress-strain state of metal products [1-3], devices for high-speed forming technology using pulse magnetic field [4-6], equipment for high frequency induction heat treatment of metals [7 – 10]. Here, the search for the geometry of electromagnetic systems and the optimization of their parameters is of particular interest, which is associated with the significant laboriousness of computational procedures. These circumstances determine the need to develop of methods for electromagnetic field simulation, which provide high accuracy with a moderate amount of necessary calculations. Among them, analytical and numerical-analytical approaches stand out.

Considering that with strong skin effect, the current and the field are concentrated in a thin surface layer of the conductor, approximate calculation methods are often used to determine the electromagnetic field. The most advanced methods are those based on the perturbation method [11, 12]. To determine the field in the dielectric region outside the conductor, an effective technique is to use the impedance boundary condition [13, 14], which establishes a connection between the components of the electric and magnetic fields tangential to the surface. The developed approaches are used in modeling electrodynamics problems taking into account the geometric and physical properties of real boundary surfaces [15, 16]. A detailed analysis of the application of various numerical methods using the impedance boundary condition in electrodynamics problems is presented in the book [12].

A distinctive feature of this paper is the use of an exact analytical solution for a three-dimensional sinusoidal field of an arbitrary system of external sources located near the conducting half-space [17, 18]. The exact solution made it possible to obtain a number of general features of the electromagnetic field formation and to propose justified approximate methods for solving problems based on the asymptotic expansion of functions of the exact solution [19 – 21].

The found asymptotic approximation for the frequency spectrum of potentials and field vectors has limitations in the low-frequency range. However, the theoretical estimate of the calculation accuracy [22]

must be confirmed, at least by comparing the actual results obtained using exact and approximate expressions. In addition, it is advisable to show the validity of the values of the approximate expressions for the intensities of the nonuniform field at the interface between the media, which, as shown, are determined only by the values of the field of external sources.

Application of the asymptotic expansion for a pulsed electromagnetic field is based on a number of assumptions, which are associated with restrictions on the frequency spectrum. The validity of such assumptions must also be confirmed, including by comparing the calculation results of different methods.

The aim of the work is to substantiate theoretical estimation of the applicability range of the asymptotic method for calculating three-dimensional quasi-stationary electromagnetic field based on the comparison results of calculating the approximate and the exact analytical solutions for sinusoidal and pulsed fields.

1. Mathematical model. Exact analytical solution of the three-dimensional problem. The analytical solution of three-dimensional linear problem of conjugation of a quasi-stationary electromagnetic sinusoidal field at a plane interface between dielectric and conducting medium satisfies Maxwell's equations and boundary conditions. The boundary conditions include the equality of the normal components of the conduction density current in conducting medium and the displacement density current in dielectric medium.

The solution is based on the known analytical solution of the problem for an emitting current dipole near the interface [23, 24]. In the quasi-stationary approximation, a closed contour of arbitrary configuration located in a nonconducting and nonmagnetic medium, without loss of generality, was represented by a serial system of dipoles with a constant initial current $I_0(i\omega)$ along the contour, where ω is cyclic frequency, i is imaginary unit. The current contour is located in the dielectric medium near conducting half-space with electrical conductivity γ and relative magnetic permeability μ . The element of closed contour l is shown in Fig. 1. The solution was obtained

without restrictions of the contour configuration, properties of the medium and the frequency of the field. It easily extends to the general case of an arbitrary system of contours, that is, an arbitrary external field and to an arbitrary current dependence on time $I_0(t)$ using a Fourier transform.

1.1. Exact analytical solution for sinusoidal electromagnetic field. If external sources are represented by a single closed contour with current, then the expressions for the complex-value amplitudes of the vector \dot{A} and scalar $\dot{\phi}$ potentials in the Lorentz gauge, the intensities of the electric \dot{E} and magnetic \dot{H} fields in the dielectric half-space can be represented in the form of the following contour integrals:

$$\dot{A}_e = \frac{\mu_0 \dot{I}_0}{4\pi} \oint_l \left(\frac{\mathbf{t}}{r} - \frac{\mathbf{t}_1}{r_1} - \mathbf{t}_1 \frac{\partial G}{\partial z} \right) dl, \quad (1)$$

$$\dot{\phi}_e = i\omega \frac{\mu_0 \dot{I}_0}{4\pi} \oint_l (\mathbf{t}_1 \cdot \mathbf{e}_z) G dl, \quad (2)$$

$$\dot{E}_e = -i\omega \frac{\mu_0 \dot{I}_0}{4\pi} \oint_l \left(\frac{\mathbf{t}}{r} - \frac{\mathbf{t}_1}{r_1} - \mathbf{e}_z \times [\mathbf{t}_1 \times \nabla G] \right) dl, \quad (3)$$

$$\dot{H}_e = -\frac{\dot{I}_0}{4\pi} \oint_l \left[\frac{\mathbf{t} \times \mathbf{r}}{r^3} - \frac{\mathbf{t}_1 \times \mathbf{r}_1}{r_1^3} - \mathbf{t}_1 \times \nabla \left(\frac{\partial G}{\partial z} \right) \right] dl. \quad (4)$$

Here \mathbf{t} and \mathbf{t}_1 are unit tangent vectors to the initial and mirror reflected from the surface contours at the source points M and M_1 ; the position of these points relative to the observation point Q is determined by vectors \mathbf{r} and \mathbf{r}_1 , respectively; the axis z is oriented perpendicular to the interface surface in the direction

of the unit vector \mathbf{e}_z . For arbitrary spatial contour, the unit tangent vector to the contour $\mathbf{t} = \mathbf{t}_{\parallel} + \mathbf{t}_{\perp}$ has nonzero projections onto the vertical direction $\mathbf{t}_{\perp} = (\mathbf{t} \cdot \mathbf{e}_z)\mathbf{e}_z$ and onto the interface between the media $\mathbf{t}_{\parallel} = \mathbf{t} - (\mathbf{t} \cdot \mathbf{e}_z)\mathbf{e}_z$.

Potentials and field intensities are determined by single function G

$$G = \frac{2}{\sqrt{i}} \int_0^{\infty} \frac{\exp(-\chi \cos \beta_1 / \varepsilon_1) J_0(\chi \sin \beta_1 / \varepsilon_1)}{w_1(\chi)} d\chi, \quad (5)$$

where the parameter $\varepsilon_1 = \mu / (r_1 \sqrt{\omega \mu \mu_0 \gamma}) = \mu \delta / (\sqrt{2} r_1)$ is proportional to the ratio of the penetration depth of the uniform field $\delta = \sqrt{2 / (\omega \mu \mu_0 \gamma)}$ to the distance r_1 , $J_0(\cdot)$ is the Bessel function of the first kind of zero order, the denominator is $w_1(\chi) = \chi / \sqrt{i} + \sqrt{1 + [\chi / (\mu \sqrt{i})]^2}$.

Expressions (1) – (5) completely determine the quasi-stationary electromagnetic field of the sinusoidal current of the arbitrary configuration contour, taking into account the eddy currents in the conducting half-space.

1.2. Exact analytical solution for pulsed electromagnetic field. Expressions (1) – (5) can be considered as the frequency spectrum of the potentials and vectors of the electromagnetic field, which is created in the dielectric half-space when current pulse $I_0(t)$ with frequency spectrum $\dot{I}_0(i\omega)$ flows along the contour. In this case, to obtain a solution in the form of time dependences, it is sufficient to perform the inverse Fourier transform. The corresponding expressions can be represented as follows:

$$\mathbf{A}(t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_l \left[\left(\frac{\mathbf{t}}{r} - \frac{\mathbf{t}_1}{r_1} \right) I_0(t) - \mathbf{t}_1 \frac{\partial V_A(t)}{\partial z} \right] dl, \quad (6)$$

$$\varphi(t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_l (\mathbf{t}_1 \cdot \mathbf{e}_z) V_{\varphi}(t) dl, \quad (7)$$

$$\mathbf{E}(t) = -\frac{\mu_0}{4\pi} \oint_l \left[\left(\frac{\mathbf{t}}{r} - \frac{\mathbf{t}_1}{r_1} \right) \frac{\partial I_0(t)}{\partial t} - \mathbf{e}_z \times [\mathbf{t}_1 \times \nabla V_{\varphi}(t)] \right] dl, \quad (8)$$

$$\mathbf{H}(t) = -\frac{1}{4\pi} \oint_l \left[\left(\frac{\mathbf{t} \times \mathbf{r}}{r^3} - \frac{\mathbf{t}_1 \times \mathbf{r}_1}{r_1^3} \right) I_0(t) - \mathbf{t}_1 \times \nabla \left(\frac{\partial V_A(t)}{\partial z} \right) \right] dl. \quad (9)$$

The functions $V_A(t)$ and $V_{\varphi}(t)$ are written as inverse Fourier transform as following

$$V_A(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \cos(\omega t) \operatorname{Re}[\dot{I}_0(i\omega) G(i\omega)] d\omega, \quad (10)$$

$$V_{\varphi}(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \cos(\omega t) \operatorname{Re}[i\omega \dot{I}_0(i\omega) G(i\omega)] d\omega. \quad (11)$$

To describe the pulsed field, two functions $V_A(t)$ and $V_{\varphi}(t)$ are needed, and, however, each of them is still determined only by function $G(i\omega)$.

2. Asymptotic approximation. The above expressions are valid for any parameter values. At the same time, computationally, the determination of the potentials and vectors of the electromagnetic field, especially pulsed field, is associated with difficulties that are caused by the need to calculate improper triple integrals. Therefore, simplification of calculations is an important task. For this purpose, an approximate asymptotic method can be used, which is valid in the case of a strong skin effect [19, 22].

2.1. Asymptotic approximation for frequency spectrum. To obtain approximate expressions, it is sufficient to use the expansion of the function G in asymptotic series. The expansion is carried out according to a small parameter $\varepsilon_1 < 1$, which in this case reflects a significant degree of remoteness of the external field sources r_1 compared to the penetration depth δ . It means that the asymptotic expansion is valid in the case of a strong skin effect, in which the penetration depth of the field is small not only with respect to the characteristic dimensions of conducting body, but also of the entire electromagnetic system, including the distance from the surface of body to the external sources. The small parameter value determines the

limitation on the field frequency. The frequency $f = \omega/2\pi$ must be large than the limit value $f > f_m = \mu/(2\pi\mu_0\gamma r_1^2 \varepsilon_m^2)$, where ε_m is the chosen permissible value of the small parameter.

A feature of asymptotic series is that they are divergent series. In this case, the function G is expanded into asymptotic power series of the Poincaré type [25, 26] with an error that can be made arbitrarily small by choosing $\varepsilon_1 \rightarrow 0$. With an increase in the number of terms in the series, the error in the approximation of the function first decreases, reaching a minimum, which depends on the value of the small parameter. Then the approximation error increases. In addition, each term of the asymptotic series is determined with an error, the magnitude of which depends on the value of the small parameter and the number n of the term in the series. Therefore, for each term of the series, there is also a limitation on the lower value of the frequency $f \geq f_n$, which increases with increasing number of the member of the series n . In this regard, with an increase in the value of the small parameter, the total number of considered members of the series N decreases and, accordingly, the total approximation error increases.

The asymptotic series for the function G takes the following form [22]:

$$\dot{G} \approx \sum_{n=0}^N \dot{G}_n = \sum_{n=0}^N 2(-1)^n a_n(\mu) \left(\frac{\varepsilon_1}{\sqrt{i}}\right)^{n+1} r_1^{n+1} \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \left(\frac{1}{r_1}\right), \quad (12)$$

where $a_n(\mu)$ are the Taylor series coefficients of the function $1/w_1 = \sum_{n=0}^{\infty} a_n(\mu) (\chi/\sqrt{i})^n$.

Taking into account (12), expressions (1) – (4) can be written as follows:

$$\dot{A} = \frac{\mu_0 \dot{I}_0}{4\pi} \left[\oint_i \left(\frac{\mathbf{t}}{r} - \frac{\mathbf{t}_1}{r_1} \right) dl - \sum_{n=0}^N (-1)^n 2a_n(\mu) \left(\frac{\mu}{p}\right)^{n+1} \frac{\partial^{(n+1)}}{\partial z^{n+1}} \oint_i \frac{\mathbf{t}_1}{r_1} dl \right], \quad (13)$$

$$\dot{\varphi} = -\frac{\dot{I}_0}{4\pi} \zeta \sum_{n=0}^N (-1)^n 2a_n(\mu) \left(\frac{\mu}{p}\right)^n \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \oint_i \frac{(\mathbf{t}_1 \cdot \mathbf{e}_z)}{r_1} dl, \quad (14)$$

$$\dot{E} = -i\omega \frac{\mu_0 \dot{I}_0}{4\pi} \oint_i \left(\frac{\mathbf{t}}{r} - \frac{\mathbf{t}_1}{r_1} \right) dl + \frac{\dot{I}_0}{4\pi} \zeta \sum_{n=0}^N (-1)^n 2a_n(\mu) \left(\frac{\mu}{p}\right)^n \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \mathbf{e}_z \times \oint_i \frac{\mathbf{t}_1 \times \mathbf{r}_1}{r_1^3} dl, \quad (15)$$

$$\dot{H} = -\frac{\dot{I}_0}{4\pi} \left[\oint_i \left(\frac{\mathbf{t} \times \mathbf{r}}{r^3} - \frac{\mathbf{t}_1 \times \mathbf{r}_1}{r_1^3} \right) dl - \sum_{n=0}^N (-1)^n 2a_n(\mu) \left(\frac{\mu}{p}\right)^{n+1} \frac{\partial^{(n+1)}}{\partial z^{n+1}} \oint_i \frac{\mathbf{t}_1 \times \mathbf{r}_1}{r_1^3} dl \right]. \quad (16)$$

Here, it is taken into account that $\varepsilon_1 r_1 / \sqrt{i} = \mu/p$, where $p = \sqrt{i\omega\mu_i\mu_0\gamma_i}$ is propagation constant, $\zeta = p/\gamma_i$ is surface impedance.

In the case of strong skin effect, the distribution of the electromagnetic field at the interface between the media is of great importance. The electromagnetic field on this surface defines such characteristics as the energy flow of the electromagnetic field into the conductive body, the surface density of Joule heat release in the surface layer, the magnetic pressure on the surface of the body. Expressions (15) and (16) for the intensities of the electromagnetic field at $z=0$ are greatly simplified. Here at strong skin effect the electromagnetic field is determined only by the known distribution of the field of external sources at the boundary without the need to solve additional equations [20, 22]:

$$\dot{E}_{\parallel}(z=0) = \sum_{n=0}^N \dot{E}_{\parallel n} = \zeta \sum_{n=0}^N 2a_n(\mu) \left(\frac{\mu}{p}\right)^n \left\{ \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \mathbf{e}_z \times \dot{H}_{0\parallel} \right\} \Big|_{z=0}, \quad (17)$$

$$\dot{H}_{\parallel}(z=0) = \sum_{n=0}^{N+1} \dot{H}_{\parallel n} = -\sum_{n=0}^{N+1} 2a_{n-1}(\mu) \left(\frac{\mu}{p}\right)^n \left\{ \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \dot{H}_{0\parallel} \right\} \Big|_{z=0}, \quad (18)$$

$$\dot{H}_{i\perp}(z=0) = \sum_{n=0}^N \dot{H}_{i\perp n} = \sum_{n=0}^N 2 \frac{a_n(\mu)}{\mu} \left(\frac{\mu}{p}\right)^{n+1} \left\{ \frac{\partial^{(n+1)}}{\partial z^{n+1}} \dot{H}_{0\perp} \right\} \Big|_{z=0}, \quad (19)$$

where $\dot{\mathbf{H}}_0$ is the magnetic field intensity of external sources in dielectric medium at the interface; $\dot{\mathbf{H}}_{0\parallel}$ and $\dot{\mathbf{H}}_{0\perp}$ are the tangent and normal components of the field, respectively; it is accepted $a_{-1} = -1$. If the external field is created by a single current contour, then

$$\dot{\mathbf{H}}_0 = -\frac{\dot{I}_0}{4\pi l} \oint \frac{\mathbf{t} \times \mathbf{r}}{r^3} dl. \quad (20)$$

2.2. *Asymptotic approximation for pulsed field.* To find pulsed electromagnetic field in the dielectric half-space, it is necessary to determine the functions $V_{An}(t)$ and $V_{\varphi n}(t)$ for given time dependence of the current $I_0(t)$. The values $V_{An}(t)$ and $V_{\varphi n}(t)$ are determined by expressions similar to (10) and (11), with replace $G(i\omega)$ by $G_n(i\omega)$.

It is essential that each term of the asymptotic series is represented as a product of two functions, one of which depends on the frequency, and the other depends on the properties of the medium and the coordinates of the vector \mathbf{r}_1

$$G(i\omega) \approx \sum_{n=0}^N G_n(i\omega) = \sum_{n=0}^N \frac{g_n(\mu, \gamma, \mathbf{r}_1)}{(i\omega)^{(n+1)/2}}. \quad (21)$$

Here the functions g_n are as follows

$$g_n = g_n(\mu, \gamma, \mathbf{r}_1) = (-1)^n 2a_n(\mu) \left(\frac{\mu}{\sqrt{\mu_0 \mu \gamma}} \right)^{n+1} \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \left(\frac{1}{r_1} \right). \quad (22)$$

Taking into account the simple frequency dependence of each term in series (21), we will solve the problem in two stages. First, we find the time dependence under the action of unit current pulse $T(t)$

$$T(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ 1, & t \geq 0. \end{cases} \quad (23)$$

At the next stage, using the Duhamel integral, we will find functions $V_{An}(t)$ and $V_{\varphi n}(t)$ for an arbitrary dependence of the current on time $I_0(t)$.

Taking into account that the integrand (21) in the improper integral of the inverse Fourier transform does not satisfy the boundedness condition, we will use the Laplace operator s instead of the operator $i\omega$.

Under the action of unit current pulse, taking into account (21), for each term of the asymptotic expansion $\Lambda_{An}(s) = T(s)G_n(s)$ and $\Lambda_{\varphi n}(s) = sT(s)G_n(s)$ the inverse Laplace transform is a power function of time [27] $\lambda_{An}(t) = t^{(n+1)/2} g_n / \Gamma((n+3)/2)$ and $\lambda_{\varphi n}(t) = t^{(n-1)/2} g_n / \Gamma((n+1)/2)$, where $\Gamma(\cdot)$ is the gamma function.

Since for all $\lambda_{An}(0) = 0$, then for the function $V_A(t)$ which determines the vector potential and magnetic field intensity, we apply the Duhamel integral in the following form [28]

$$V_A(t) = \lambda_A(0)I_0(t) + \int_0^t \left[\frac{d\lambda_A(\xi)}{d\xi} \Big|_{\xi=t-\tau} I_0(\tau) \right] d\tau = \sum_{n=0}^N \frac{n+1}{2\Gamma((n+3)/2)} g_n \int_0^t (t-\tau)^{(n-1)/2} I_0(\tau) d\tau. \quad (24)$$

When calculating the scalar potential and electric field intensity, it is necessary to take into account that at $t \rightarrow 0$ the zero term of the series $\lambda_{\varphi 0}(t) \sim t^{-1/2}$ increases indefinitely. Therefore, to eliminate the singularity of the integrand, we will apply the Duhamel integral form, in which time derivative of current is used

$$V_{\varphi}(t) = \lambda_{\varphi}(0)I_0(0) + \int_0^t \left[\frac{dI_0(\xi)}{d\xi} \Big|_{\xi=t-\tau} \lambda_{\varphi}(\tau) \right] d\tau = \sum_{n=0}^N \frac{g_n}{2\Gamma((n+1)/2)} \int_0^t \left[\frac{dI_0(\xi)}{d\xi} \Big|_{\xi=t-\tau} \tau^{(n-1)/2} \right] d\tau. \quad (25)$$

Here, it is necessary to impose a limitation on the dependence of the current on time near $t = 0$. If the current changes according to the power law $I_0(t) \approx at^k$, it is necessary $k > 1/2$. An even stricter restriction is associated with the first two terms in (8), for which it is necessary $k \geq 1$.

In the asymptotic approximation, the limitation on the field frequency makes it necessary to limit the frequency spectrum of the pulsed field in the low-frequency range. For current pulse this is due to limitation of the time interval over which the field can be calculated. For example, when a unit current pulse flows along the contour, the presence of low frequencies in the spectrum leads to an unlimited growth of functions $\lambda_{An}(t)$ at $t \rightarrow \infty$, while the vector potential and magnetic field intensity should tend to a constant value. The expressions will be valid until a certain characteristic point in time $t_c \approx 1/f_c$, for which, in fact, the previous condition is satisfied $\varepsilon_1 = \mu\sqrt{t_c} / (2\pi r_1 \sqrt{\mu_0 \mu \gamma}) < 1$. The assessment of the allowable time intervals can be performed as follows: for the entire calculation $t \leq t_m = 1/f_m$ and for each term of the series $t \leq t_n = 1/f_n$. In the results below, the current is normalized to the maximum value $I_0^*(t) = I_0(t)/I_{0\max}$.

3. Comparison of exact and approximate calculation.

3.1. Comparison of calculation results for sinusoidal field. The value of the small parameter ε_1 depends on the distance r_1 and, accordingly, changes depending on the relative position of the point M_1 on the mirrored contour and the observation point. For specific contour the parameter ε_1 takes its greatest value at the smallest distance r_1 , when the observation point is located at the interface between the media on vertical axis passing through the point on the contour. Therefore, the largest error will occur when the field is calculated at the interface between media. In this regard, we compare the results of calculations using exact and approximate expressions for the field on the surface of the conducting half-space.

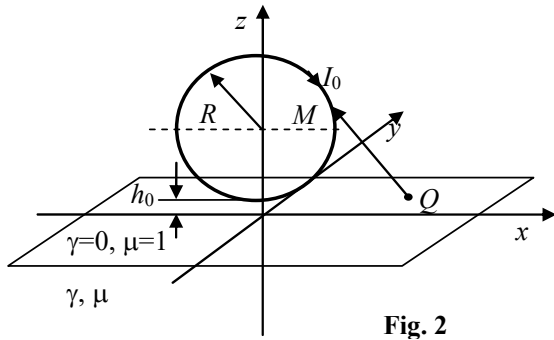


Fig. 2

The analysis of the calculation errors of the sinusoidal field depending on the value of the parameter ε_1 for specific points M_1 not related to the configuration of the contour was studied in sufficient detail in [22]. Therefore, here we will compare the calculation of three-dimensional electromagnetic field for a model of an electromagnetic system with circular contour with sinusoidal current [3] (Fig. 2). The contour lies in a plane normal to the interface between the media. The geometric dimensions are as follows: radius of the contour $R = 0.05$ m, distance from the center of the contour to the surface $H = 0.06$ m, respectively, the minimum distance from the contour to the surface $h_0 = 0.01$ m. The electrophysical properties of the medium correspond to those of aluminum $\gamma = 3,71 / (\Omega \cdot \text{m})$, $\mu = 1$.

Frequency is variable.

The calculation was carried out for all components of the electric and magnetic field intensities according to exact (3) – (5) and approximate (17) – (20) expressions. The results are presented for the normalized component values of the complex-value amplitudes of the electric $\dot{E}_k^* = \pm |E_k^*| \exp(i\varphi_{Ek})$ and magnetic $\dot{H}_k^* = \pm |H_k^*| \exp(i\varphi_{Hk})$ fields, where $k = x, y, z$. The argument of the complex-value amplitude shows the phase shift angle relative to the phase of the contour current within the limits $-\pi/2 \leq \varphi \leq \pi/2$ (the “-” sign in front of the complex-value amplitude modulus is equivalent to phase change by π). The

normalized values of the field vectors are defined as follows $\dot{E} = \frac{\mu_0 |\dot{I}_0| \omega}{4\pi} \dot{E}^*$, $\dot{H} = \frac{|\dot{I}_0|}{4\pi h_0} \dot{H}^*$.

In Fig. 3 for the point on the surface $x = 0, y = 0$ closest to the contour, nonzero normalized values of the components of the electric \dot{E}_x^* and magnetic \dot{H}_y^* field intensities are presented depending on the value of the parameter $\varepsilon = \mu / (r_{1\min} \sqrt{2\pi f \mu \mu_0 \gamma})$, where in this case the minimum distance of all r_1 is $r_{1\min} = h_0$. Modules of complex-value amplitudes for calculation by exact (solid curves) and approximate (dashed curves) expressions are shown in Fig. 3 a, c. The arguments for the complex-value amplitudes are given in Fig. 3 b, d.

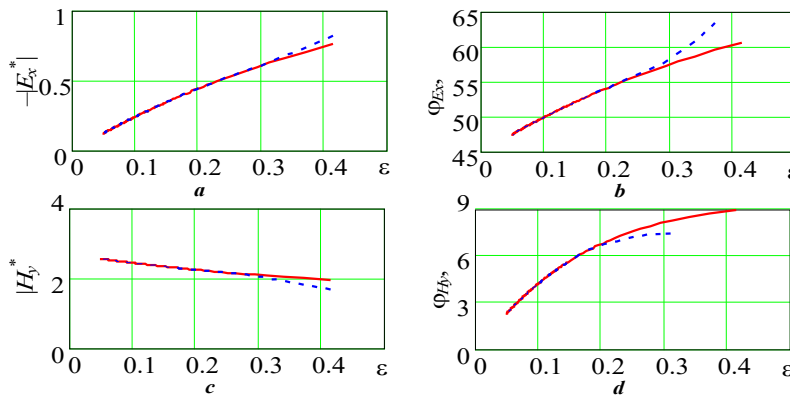


Fig. 3

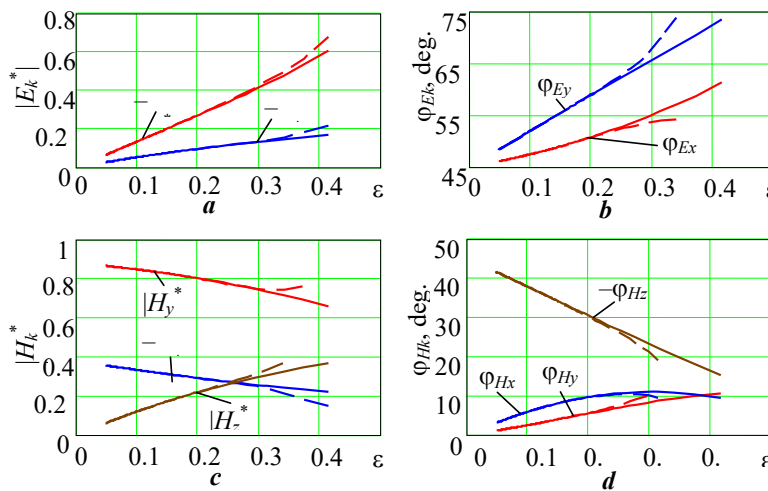


Fig. 4

From the presented comparison results, it can be seen that for the values of the small parameter $\varepsilon \leq \varepsilon_m = 0.3$, the results for the moduli of the field vectors practically coincide. For the arguments of complex-value field vectors the deviation of the results occurs at a slightly smaller value of the small parameter, and also at values close to the indicated value. In this case, for example, for aluminum, the calculation with sufficient accuracy can be carried out for the field frequencies $f \geq f_m = 38 \text{ Hz}$.

For other observation points on the interface between media with large minimum distance to the contour $r_{1\min} > h_0$, a similar limiting value of the small parameter also takes place. This circumstance is illustrated in Fig. 4 for point on the surface $x = 0.025 \text{ m}$, $y = 0.01 \text{ m}$ for which the minimum distance to the contour increases to a value $r_{1\min} = 0.018 \text{ m}$. At this point all components of the field intensities are not equal to zero. Therefore, in Fig. 4 shows the results of comparing calculations for all field components except for the component \dot{E}_z , which is completely determined

only by the induced electrical field of external sources [17].

From the point of view of the possibility of using computationally simpler asymptotic expansion, the main conclusion is that for all components of the electromagnetic field, the results practically coincide with the calculation using exact expressions up to the value of a small parameter $\varepsilon_m \approx 0.3$. In addition, it is essential that the introduced small parameter, which combines several quantities, is a single parameter that indicates the limiting value for the application of approximate asymptotic calculation method. So, for the considered point on the surface, which is at a greater distance from the contour $r_1 = 0.018 \text{ m} > h_0 = 0.01 \text{ m}$, the limiting value of the field frequency decreases to the value $f_m = 11.7 \text{ Hz}$.

3.2. Comparison of calculation results for pulsed electromagnetic field. Since in the asymptotic expansion method the lower frequency limits increase with an increase in the number of term in the series, then in the initial period the largest number of the terms in the series is taken into account and the field can be calculated most accurately. The validity of the proposed estimate of the time intervals for the integrands in the contour integrals is carried out on the basis of comparing the calculation using exact expressions (5) – (7) for functions $V_A(t)$, $V_\varphi(t)$ and approximate expressions (24), (25). In addition, we will compare the results of calculating the electromagnetic field created by specific contours with pulsed current.

It is convenient to analyze expressions using dimensionless parameters. The basic frequency $f_b = (\pi h^2 \mu \mu_0 \gamma)^{-1}$ (and accordingly the time $t_b = 1/f_b$) is determined as the frequency when the penetration depth is equal to the vertical coordinate $\delta = h$ of a contour element. In this case, the normalized time is related to the value of the small parameter as $t^* = t/f_b = 2(\varepsilon_1/\mu)^2 (r_1/h)^2$. The contour current in the results below is normalized to the maximum value $I_0^*(t) = I_0(t)/I_{0\max}$.

Fig. 5 illustrates a comparison of the exact and approximate normalized values of the function $V_A^*(t) = V_A(t)/I_{0\max}$ for an exponentially decaying current/pulse, which at the initial moment $t = 0$ takes on a maximum value by jump. At the point on the surface under the contour element (Fig. 5 a) at $\rho = 0, r_1 = h$ and $\mu = 1$ for the chosen permissible value of the small parameter, for example, $\varepsilon_m = 0.3$ the limit value of the considered time interval turns out to be $t_m^* = 0.18$. The insignificant deviation of the calculation results at $t^* \sim 0.12$ practically disappears when the distance $r_1 = \sqrt{h^2 + \rho^2}$ increases (Fig. 5 b). Here, for the same value of small parameter $\varepsilon_m = 0.3$, the time intervals taken into account turn out to be much larger: $\rho/h = 1, t_m = 0.36$ and $\rho/h = 3, t_m = 1.8$. Deviations between the results of exact and approximate calculations within the allowable time intervals are insignificant and are not reflected in the graphs. It follows that, when integrating along the contour using the asymptotic approximation, the calculation error is mainly influenced by the calculation of the integrand at the source point closest to the observation point.

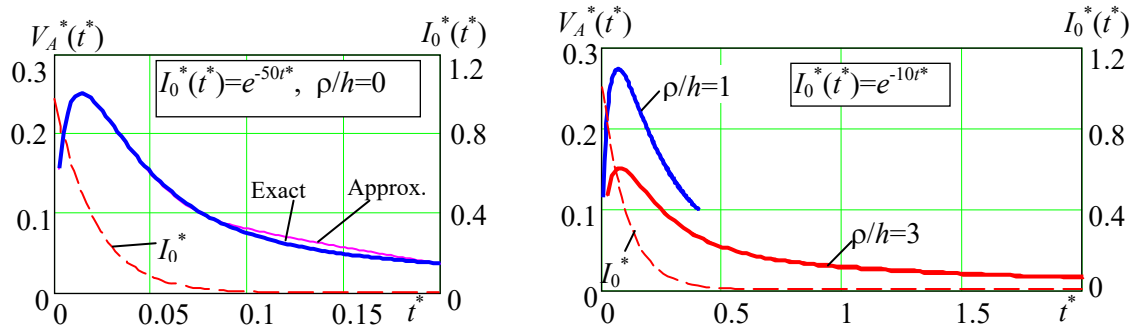


Fig. 5

Unlike the function $V_A(t)$ for calculating the function $V_\varphi(t)$, which determines the time dependence of the scalar potential and the electric field intensity, the current pulse should not change by jump. Otherwise, the field intensity will take on infinite value. G. Knopfel [31] also points out incorrect physical consequences when using models with a jump in the external field at the initial moment of time. For this reason, current pulse was chosen in the form of the difference of two exponentially decaying functions $I^*(t^*) = I_m^*(e^{-\alpha_1 t^*} - e^{-\alpha_2 t^*})$, which at $t^* \rightarrow 0$ changes proportionally to time $t^* \rightarrow 0$: $I^*(t^*) = I_m^*(\alpha_2 - \alpha_1)t^*$.

The results of comparing exact and approximate calculations of the normalized values of the function $V_\varphi^*(t^*) = V_\varphi(t)/(I_{0\max} f_b)$ at a point on the surface $z = 0, \rho = 0$ for some current pulses are shown in Fig. 6. It is seen that the approximate method of asymptotic expansion gives very insignificant deviations in comparison with the exact one in the time interval from the beginning of the current pulse action to the limiting value $t_m^* = 0.18$. For the pulses in Fig. 6 b, c the values practically coincide over the entire time interval.

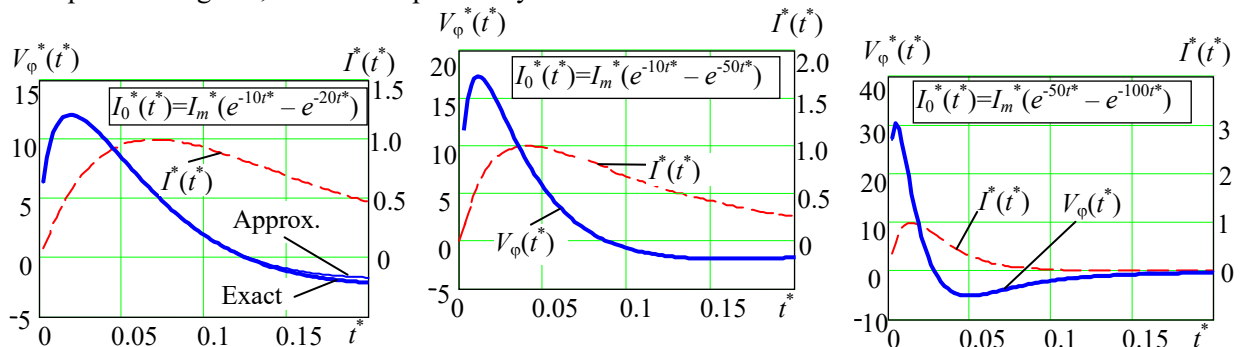


Fig. 6

Since the small parameter ε_1 is function of points on the contour, the permissible calculation time interval also changes when integrating along the contour. For the entire contour, it is advisable to choose the minimum value of the permissible time interval, which corresponds to the minimum distance between the mirrored contour and the observation point. In this case, the accuracy of the field calculating for the entire contour will be higher than for the contour point with the greatest ε_1 .

The noted circumstance in Fig. 7 is illustrated by the time dependences of the vector potential and the electric field intensity for pulsed current. The results for the vector potential when pulsed current $I_0^*(t^*) = \exp(-50t^*)$ flows along an elliptical contour are presented. The contour geometry and orientation relative to the boundary surface are given by the following parametric equations:

$$x = a \cos \theta \cos \alpha, y = b \sin \theta, z = H - a \cos \theta \sin \alpha, \quad (26)$$

where the parameter θ changes within $0 \div 2\pi$; α is the tilt angle of the plane in which the contour lies relative to the interface between the media; H is the height of the location of the ellipse center relative to the boundary surface. The relative sizes of the semiaxes of the ellipse and tilt angle are chosen $a/H = 1$, $b/H = 2$ and $\alpha = 60^\circ$. The contour is shown in Fig. 7 *a* on the left. The vector potential is determined at the point $Q(x/H = 0,5; 0; 0)$ marked in the Figure with a cross, where the distance from the contour to the interface is minimal $r_{1\min}^* = 0.134$. At this point, for the chosen geometry of the contour, the vector potential has only a tangent component, parallel to the axis y .

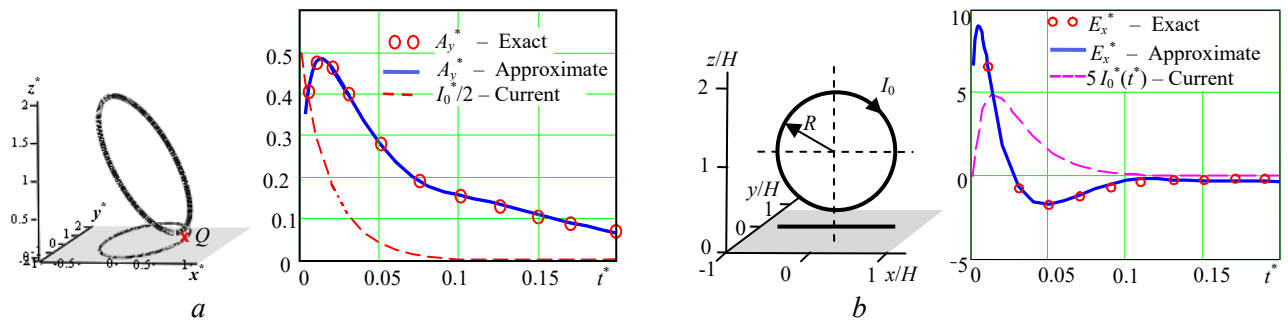


Fig. 7

The calculation results obtained by approximate expressions (13) are shown in Fig. 7, *a* with a solid curve. Individual points show the results of calculations using exact analytical expressions (1), (5). The normalized values of the vector potential are determined in accordance with the expression $A_Q = \frac{\mu_0 I_m}{4\pi} A_Q^*$.

It can be seen from the given dependences that the values of the vector potential calculated by the approximate expression coincide with the calculation by the exact expressions from the beginning of the pulse action to its normalized value $t^* \approx 0,2$. At this time interval, the calculation accuracy is higher than for the function $V_A^*(t^*)$ at the point of the contour located closest to the interface between the media (Fig. 5, *a*).

The electric field intensity of the circular contour (Fig. 7, *b*) with pulsed current $I_0^*(t^*) = 4[\exp(-50t^*) - \exp(-100t^*)]$ was determined at the interface between the media at the point closest to the contour. The contour, as before, is located in a plane perpendicular to the boundary surface. The ratio of the circle radius R to the distance H from its center to the surface is $R/H = 0.833$. In this case, the minimum distance of the contour from the surface is equal to $r_{1\min}^* = 0.167$. It can be seen that for the selected current pulse, the induced electric field decays before the maximum time value $t_m^* = 0,18$ is reached, and throughout the entire transient process, the exact and approximate values practically coincide.

Comparison of the results of calculating the pulsed electromagnetic field by approximate and exact expressions confirms the validity of the choice of time intervals during which the use of approximate asymptotic method is permissible.

Conclusion. The presented analytical expressions for calculating the potentials and intensities of pulsed electromagnetic field are based on the exact analytical solution of the three-dimensional quasi-stationary problem for calculating of the field in the system "current contour - conductive half-space". There are no restrictions on the geometry of the contour, the physical properties of the medium and the frequency, and hence the dependence of the pulse current and the field on time.

In the case of a strong skin effect, the presented approximate expressions for nonuniform sinusoidal electromagnetic field make it possible, without solving additional equations, to find the electric and magnetic field intensities at the interface between the media, having only the known field distribution of external sources at the interface. Comparison of the results of exact and approximate field calculations made it

possible to establish the limit value of the introduced small parameter, up to which the asymptotic expansion of expressions for the field at the interface is valid.

Since for pulsed field the exact analytical solution in the frequency domain involves the inverse Fourier transform and its obtaining is associated with calculating triple improper integrals, then under the strong skin effect it is reasonable to use the asymptotic expansion method for pulsed processes. It is shown that the calculation of the vector potential and the magnetic field strength can be performed for discontinuous time dependency of current. On the contrary, in calculating the scalar potential and electric field intensity, the finite rise time of the external field must be taken into account. Due to in the method of asymptotic expansion the values of the lower frequencies cutoff increase with increasing number of the series term, the field in the initial period can be calculated most accurately. Since the current pulse usually changes most rapidly and reaches its maximum values over a relatively short period of time, so during this, most important stage, the electromagnetic field is determined.

Comparison of the results of calculating the pulsed field by exact and approximate methods shows a high accuracy of calculations using the asymptotic expansion within the proposed time interval. Taking into account a significant reduction in the amount of calculations, the approximate method is effective method for calculating the distribution of the three-dimensional field.

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» (шифр «КОМПЛЕКС-4»), КПКВК 6541030.

1. Babutsky A., Chrysanthou A., Ioannou J. Effect of pulsed electric current treatment on corrosion of structural metals. *Strength of materials*. 2009. Vol. 41. No 4. Pp. 387-391. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-009-9142-3>.
2. Gallo F., Satapathy S., Ravi-Chandar K. Melting and crack growth in electrical conductors subjected to short-duration current pulses. *International Journal of Fracture*. 2011. Vol. 16. Pp. 183–193. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10704-010-9543-0>.
3. Vasetsky Yu.M., Kondratenko I.P. Electromagnetic field of the inductor for local electric pulse effects on metal products. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 4. Pp. 11-14. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2020.04.011>. (Ukr).
4. Psyk V., Risch D., Kinsey B.L., Tekkaya A.E., Kleiner M. Electromagnetic forming—A review. *Journal of Materials Processing Technology*. 2011. Vol. 211. Issue 5. Pp. 787-829. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2010.12.012>.
5. Gayakwada D., Dargara M. K., Sharma P.K. Rajesh purohitb, & Ranab, R.S. A Review on Electromagnetic Forming Process. *Procedia Materials Science*. 2014. Vol. 6. Pp. 520-527. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.mspro.2014.07.066>.
6. Batygin Y., Barbashova M., Sabokar O. *Electromagnetic Metal Forming for Advanced Processing Technologies*. Springer, Cham., 2018. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-319-74570-1>.
7. Rudnev V., Loveless D., Cook R., Black M. *Handbook of induction heating*. London: Taylor & Francis Ltd, 2017. 772 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/9781315117485>.
8. Lucia O., Maussion P., Dede E.J., Burdio J.M. Induction Heating Technology and Its Applications: Past Developments, Current Technology, and Future Challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2014. Vol. 61. Issue 5. Pp. 2509 – 2520. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2281162>.
9. Acero J., Alonso R., Burdio J.M., Barragan L.A., Puyal D. Analytical equivalent impedance for a planar induction heating system. *IEEE Transaction on Magnetics*. 2006. Vol. 42. No 1. Pp. 84-86. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2005.854443>.
10. Vasetsky Y.M., Kondratenko I.P., Rashchepkin A.P., Mazurenko I.L. Electromagnetic interactions between current contours and conductive medium. Kyiv: Pro Format, 2019. 221 p. (Rus).
11. Rytov S.M., Calculation of skin effect by perturbation method. *Journal of Experimental and Theoretical Physics*. 1940. Vol. 10. Issue 2. Pp. 180–190. (Rus).
12. Yuferev S., Ida N. *Surface Impedance Boundary Conditions: A Comprehensive Approach*. CRC Press, 2018. 412 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/9781315219929>.
13. Leontovich M.A. On the Approximate Boundary Conditions for Electromagnetic Field on the Surface of Highly Conducting Bodies. *Propagation of electromagnetic waves*. Moscow. USSR Academy of Sciences Publ., 1948. Pp. 5-20 (Rus).
14. Landau L.D., Lifshitz E.M. *Electrodynamics of Continuous Media*. Elsevier Ltd, 1984. 475 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-08-030275-1.50024-2>.
15. Berdnik S.L., Penkin D.Y., Katrich V.A., Penkin Yu.M., Nesterenko M.V. Using the concept of surface impedance in problems of electrodynamics (75 years later). *Radio Physics and Radio Astronomy*. 2014. Vol. 19. No 1. Pp. 57–80. DOI: <https://doi.org/10.15407/rpra19.01.057>.

16. Liu X., Yang F., Li M., Xu S. Generalized Boundary Conditions in Surface Electromagnetics: Fundamental Theorems and Surface Characterizations. *Applied Sciences*. 2019. Vol. 9. Issue 9. Pp. 1891- 1918. DOI: <https://doi.org/10.3390/app9091891>.
17. Vasetsky Yu.M., Dziuba K.K. An analytical calculation method of quasi-stationary three-dimensional electromagnetic field created by the arbitrary current contour that located near conducting body. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 5. Pp. 7–17. (Rus). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.05.007>.
18. Vasetsky Yu.M., Dziuba K.K. Three-dimensional quasi-stationary electromagnetic field generated by arbitrary current contour near conducting body. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 1. Pp. 3–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.01.003>.
19. Dzijuba K., Mazurenko I. and Vasetsky Y. An assessment of accuracy of approximate mathematical model of pulse electromagnetic field of current flowing near conductive body. 16th International Conference on *Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*. Lviv, Ukraine. 2015. Pp. 36-38. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEE.2015.7333331>.
20. Vasetsky Yu. Nonuniform electromagnetic field at the interface between dielectric and conducting media. *Progress in Electromagnetics Research Letters*. 2020. Vol. 92. Pp. 101-107. DOI: <https://doi.org/10.2528/PIERL20050802>.
21. Vasetsky Yu.M. Penetration of non-uniform electromagnetic field into conducting body. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2021. No 2. Pp. 43-53. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.2.07>.
22. Vasetsky Yu.M. Three-dimensional quasi-stationary electromagnetic field of the current near conducting body. Kyiv: Pro Format, 2019. 212 p. (Rus).
23. Zommerfeld A. *Elektrodynamik*. Moskva: Izdatelstvo Inostrannoy literatury, 1958. 501 p. (Rus.)
24. Tozoni O.V. *Method of secondary sources in the electrical engineer*. Moskva: Energiya, 1975. 296 p. (Rus.)
25. Nayfeh A.H.. *Introduction to Perturbation Techniques*. A Wiley-VCH, 1993. 536 p.
26. Smirnov V.I. *Higher Mathematics Course*. Vol. 3. Part 2. Moskva: Nauka, 1974. 672 p. (Rus).
27. Korn G, Korn T. *Mathematical Handbook for Scientists and Engineers: Definitions, Theorems, and Formulas for Reference and Review*. Dover Publications, 2000. 1152 p.
28. Polivanov K.M. *Theoretical bases of electrical engineers*. Vol. 1. Linear electrical circuits with lumped parameters. Moskva-Leningrad: Energiia, 1965. 360 p. (Rus)
29. Knoepfel H. *Pulsed High Magnetic Fields*. Canada: John Wiley & Sons, Limited, 1997. 372 p.

ТОЧНИЙ АНАЛІТИЧНИЙ І НАБЛИЖЕНИЙ АСИМПТОТИЧНИЙ МЕТОДИ РОЗРАХУНКУ ТРИВИМІРНОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ ПОБЛИЗУ ЕЛЕКТРОПРОВІДНОГО ТІЛА З ПЛОСКОЮ ПОВЕРХНЕЮ

Ю.М. Васецький, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
 пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
 e-mail: yuriv.vasetsky@gmail.com

Розглядається аналітичний розв'язок задачі розрахунку тривимірного квазістаціонарного електромагнітного поля струму, що протікає поблизу електропровідного тіла з плоскою поверхнею. Представлено точний і наближений розв'язок задачі для синусоїдального та імпульсного полів. Точний розв'язок не має обмежень по конфігурації зовнішнього поля, електрофізичним властивостям середовища і частоті поля. Наближений розв'язок заснований на розкладанні виразів в асимптотичні ряди і має обмеження: для синусоїдального поля частотами вище нижньої межі; для імпульсного поля – початковим проміжком часу дії імпульсу струму. На основі порівняння результатів точного і наближеного розрахунків для неоднорідного синусоїдального поля біля межі поділу середовищ визначено допустиме значення введеного малого параметра. Для імпульсного поля обґрунтовано запропонований вибір обмеженого проміжку часу розрахунку з використанням асимптотичного методу. Бібл. 29, рис. 7.

Ключові слова: тривимірне електромагнітне поле, точний аналітичний метод, розкладання в асимптотичний ряд, скін-ефект, синусоїдальне та імпульсне поля.

Надійшла 27.05.2021

ROBUST DIRECT FIELD ORIENTED CONTROL OF INDUCTION GENERATOR

S. Peresada^{1*}, S. Bozhko^{2**}, S. Kovbasa^{1***}, Y. Nikonenko^{1****}¹ National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,
Peremohy av. 37, 03056 Kyiv, Ukraine,
e-mail: sergei.peresada@gmail.com² University of Nottingham, Nottingham NG7 2RD, United Kingdom

A novel and robust field oriented vector control method for standalone induction generators (IG) is presented. The proposed controller exploits the concept of direct field orientation and provides asymptotic rotor flux modulus and DC-link voltage regulations when a DC-load is constant or slowly varying. Flux subsystem, designed using Lyapunov's second method, has, in contrast to standard structures, closed loop properties and therefore is robust with respect to rotor resistance variations. A decomposition approach on the base of the two-time scale separation of the voltage and torque current dynamics is used for design of the voltage subsystem. The feedback linearizing voltage controller is designed using a steady state IG power balance equation. The resulting quasi-linear dynamics of the voltage control loop allows use of simple controllers tuning procedure and provides an improved dynamic performance for variable speed and flux operation. Results of a comparative experimental study with standard indirect field oriented control are presented. In contrast to existing solutions, the designed controller provides system performances stabilization when speed and flux are varying. It is experimentally shown that a robust field oriented controller ensures robust flux regulation and robust stabilization of the torque current dynamics leading to improved energy efficiency of the electromechanical conversion process. The proposed controller is suitable for energy generation systems with variable speed operation. References 18, figures 8.

Keywords: induction generator, direct field orientation, flux observer, DC-link voltage stabilization, variable speed, energy generation.

Introduction. Variable speed electrical energy generation is an efficient technology widely applied in diesel-, hydro- and wind-power stations, ground vehicles, aerospace and naval power systems [1] – [5]. The main advantage of variable speed generation is higher achievable energy efficiency of the primary mover and electrical generator.

The vector controlled doubly-fed induction generators (DFIG) allow production of constant-frequency electric power from a primary mover, the speed of which varies within a slip range, typically 20–30% [2]. AC-DC-AC power electronics configuration is commonly used for permanent magnet synchronous generator (PMSG) based systems [4] known as the most advanced generation systems for modern wind power stations. Nevertheless, the cost of PMSG is significantly higher compared to an induction machine due to use of rare-earth magnetic materials, which have a very limited origin. In addition, their cost is continuously increasing. The tendency to reduce usage of expensive rare-earth magnets has driven a renewed interest for research into advanced design and control concepts for squirrel-cage machines. An alternative approach is known as vector controlled induction generation. Vector or field-oriented control (FOC) [6], advanced FOC [7] and direct torque control [8], reported in a large number of publications since 1990s, are de facto considered as the industrial standard for energy generation systems based on IG. Both classical rotor- as well as stator-field orientations [6], [7], [9] are studied as control concepts in publications.

In case of standalone applications, the induction generator controller regulates the DC-link voltage,

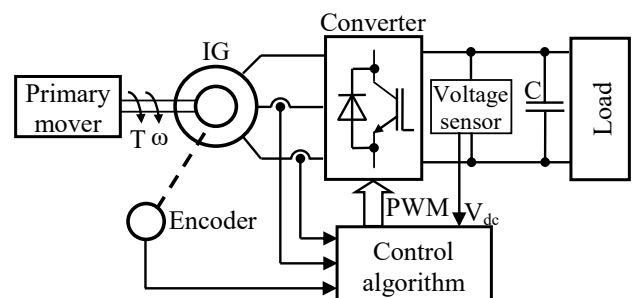


Fig. 1

as shown in Fig. 1, by controlling the torque component of the stator current.

A standard IG control structure is similar to induction motor speed control system with PI speed controller replaced by a DC-bus PI voltage controller. Nevertheless, this similarity arises from the simplified consideration of the DC-link voltage dynamics, which is nonlinear since it follows the input-output power balance of the IG-converter system. A typical approach for such systems design is based on linearization of the voltage dynamics [10] – [12] and application of different control techniques for linear systems, like the frequency domain approach, worst case and Lyapunov based design, etc. Most of the contributions take into consideration the saturation effect in the IG model to enable operation with variable flux in field weakening regimes and for losses optimization.

It is well known that vector controllers with rotor flux orientation are sensitive to rotor resistance variations due to machine heating. Therefore, a field oriented flux controller does not provide asymptotic field orientation and flux modulus regulation; this leads to a degradation of the torque control performance and reduce the efficiency of electromechanical energy conversion. This problem is well studied for motor vector control systems, but has not been widely addressed for IG systems.

At present, the published studies have established both the theoretical and the practical methodologies to construct the vector-controlled IG systems to satisfy the requirements of a wide spectrum of applications. However, most of them are based on strong simplifying assumptions (neglected nonlinear dynamics, linearized models, current feed conditions etc.). In addition, stability of the existing systems has not been proven theoretically since the performance specification and the controller tuning are very complex. Robustness to the parameters variation is still an open research topic.

The aim of this work is to design and verify a novel vector control system for IG that improves the robustness with respect to the rotor resistance variations, as well as dynamic performance and efficiency of the energy conversion.

The main contribution of this paper is a novel voltage-flux controller design procedure that provides an asymptotic rotor flux regulation together with asymptotic direct field orientation and asymptotic DC-link voltage stabilization. In contrast to existing solutions, the flux subsystem is designed using Lyapunov's 2nd method and is operated using estimated flux current error feedback. Such design guarantees:

- an exponential convergence of flux subsystem regulation errors to zero;
- decoupling from the voltage control;
- and improved robustness, hence improved dynamic performance and efficiency of the energy conversion.

Voltage-flux decoupling allows design of the voltage subsystem using a decomposition approach based on the two-time scale separation of the voltage and torque current dynamics. The theoretical findings of this paper and the effectiveness of the proposed approach are confirmed by thorough experimental validation. The paper is an expanded and further developed version of the earlier conference papers [13], [14].

The paper is organized as follows. The IG model and control problem formulation are given first. Further the flux-voltage controller design is revealed. Next, the experimental results are reported, these are followed by the Conclusions of the study.

Model of induction generator and control problem statement. For the purpose of this study, the $1/\lambda$ -saturated IG model reported in [15] has been employed. The model assumes that only the magnetizing inductance L_m is saturated hence the leakage inductances are constant, and neglects the cross-saturation inductance so static and dynamic magnetizing inductances are equal.

The following definitions are used: static inductance of the magnetizing circuit is $L_m(i_m) \triangleq \psi_m(i_m)/i_m$, where $\psi_m(i_m)$ is magnetizing curve, and i_m defines magnetizing current; stator and rotor inductances, respectively are $L_1(i_m) = L_m(i_m) + L_{1\sigma}$, $L_2(i_m) = L_m(i_m) + L_{2\sigma}$, where $L_{1\sigma} = \text{const}$ and $L_{2\sigma} = \text{const}$ are stator and rotor leakage inductances.

Under these assumptions, the two-phase model of saturated electrical part of IG in an arbitrary rotating reference frame (d-q) is given as follows:

$$\begin{aligned}
 \dot{i}_d &= -\gamma_m i_d + \omega_0 i_q + \alpha_m \beta_m \psi_d + \omega \beta_m \psi_q + u_d / \sigma_m, \\
 \dot{i}_q &= -\gamma_m i_q - \omega_0 i_d + \alpha_m \beta_m \psi_q - \omega \beta_m \psi_d + u_q / \sigma_m, \\
 \dot{\psi}_d &= -\alpha_m \psi_d + \alpha_m L_m(i_m) i_d + \omega_2 \psi_q, \\
 \dot{\psi}_q &= -\alpha_m \psi_q + \alpha_m L_m(i_m) i_q - \omega_2 \psi_d, \\
 \dot{\varepsilon}_0 &= \omega_0, \quad \varepsilon_0(0) = 0, \\
 P_s &= -(3/2)(u_d i_d + u_q i_q),
 \end{aligned} \tag{1}$$

where u_d, u_q are stator voltage components (here and throughout the paper subscripts 'd' and 'q' denote vector variable components in the d-q reference frame), i_d, i_q are stator currents, ψ_d, ψ_q define the rotor flux components, ω is the rotor speed, ε_0 is the angular position of the d-q reference frame with respect to a fixed stator reference frame (a-b) in which physical variables are defined, P_s denotes active power produced by IG.

Slip frequency is defined as $\omega_2 = \omega_0 - \omega$. One pole pair is assumed without loss of generality. In the model (1) constants (all positive) related to IG electrical parameters are given by

$$\begin{aligned} \alpha_m &= R_2 / L_2(i_m), \beta_m = L_m(i_m) / [L_2(i_m) \sigma_m], \\ \gamma_m &= R_1 \sigma_m^{-1} + \alpha_m \beta_m L_m(i_m), \sigma_m = L_1(i_m) - L_m^2(i_m) / L_2(i_m), \end{aligned} \quad (2)$$

where R_1, R_2 are stator and rotor resistances respectively. The index 'm' in (2) is used to denote the parameter's dependency on magnetizing current i_m . From the practical assumption that there is a constant relationship between any pair of $L_1(i_m), L_2(i_m)$ and $L_m(i_m)$ it can be concluded that $\alpha_m L_m(i_m) = \alpha L_m = \text{const}$, where $L_m = \text{const}$ is the machine magnetizing inductance at the rated flux. Magnetizing curve and $L_m(i_m)$ for induction machine used for experimental investigations are given in [14].

Transformed variables in (1) are defined according to

$$\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{e}^{-J\varepsilon_0} \mathbf{x}_{ab}, \mathbf{x}_{ab} = \mathbf{e}^{J\varepsilon_0} \mathbf{x}_{dq}, \quad (3)$$

where $\mathbf{e}^{-J\varepsilon_0} = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon_0 & \sin\varepsilon_0 \\ -\sin\varepsilon_0 & \cos\varepsilon_0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$, \mathbf{x}_{yz} stands for two-dimensional voltage, flux and stator current vectors.

Produced by IG electrical power P_s is transferred to DC-link by IGBT converter. Assuming an ideal converter without losses, the DC-link power P_{dc} is equal to generation power P_s . In this case the DC-link voltage V_{dc} dynamics is given by

$$i_{dc} = P_{dc} / V_{dc} = P_s / V_{dc}, \quad (4)$$

$$\dot{V}_{dc} = -(3/2)C^{-1} \left((u_d i_d + u_q i_q) / V_{dc} - i_L \right), \quad (5)$$

where C is DC-link capacitance, i_{dc} denotes DC-link current from converter, i_L is load current.

For the purpose of this study consider the IG and DC-link models according to (1), (5), and assume that:

A1. The stator currents, rotor speed and load current are available for measurement. All model parameters are known and constant.

A2. The DC-link voltage reference $V_{dc}^* > 0$ and the rotor flux reference $\psi^* > 0$ are constant.

Under these assumptions, the control problem is to design a flux-voltage controller which guarantees the following control objectives:

CO1. Asymptotic voltage regulation with all internal signals bounded, i.e. $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{dc} = 0$, where $\tilde{V}_{dc} = V_{dc} - V_{dc}^*$ is voltage regulation error.

CO2. Asymptotic flux regulation: $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0$, where $\tilde{\psi} = \psi - \psi^*$ is a flux regulation error, ψ denotes flux vector magnitude.

CO3. Asymptotic field orientation, i.e. $\lim_{t \rightarrow \infty} \psi_q = 0$.

CO4. Robustness to rotor resistance variations.

The following sections report the proposed solution to the formulated control problem.

Controller design. The main problem of the nonlinear controller design for system described by (1) and (5) is that the controls (u_d, u_q) are present in both current and DC-link voltage dynamic equations. To overcome this problem, the following is assumed:

- flux reference ψ^* and primary mover speed ω are constant or slowly varying;
- voltage subsystem dynamics is designed to be much slower than torque current i_q , providing the two-time scale separation properties for voltage and torque current controls.

Robust flux-current field oriented controller. Consider the direct field orientation control algorithm for system (1), which consists of:

- reduced order robust flux observer

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{\psi}} &= -\alpha_m \hat{\psi} + \alpha L_m i_d, \\
\dot{\hat{e}}_0 &= \omega_0 = \omega + \frac{\alpha L_m i_q}{\hat{\psi}} + \frac{\gamma_1 \beta_m \omega \tilde{i}_d}{\hat{\psi}}, \\
\dot{\hat{i}}_d &= -\gamma_m \hat{i}_d + \omega_0 i_q + \alpha_m \beta_m \hat{\psi} + \sigma_m^{-1} u_d + k_1 \tilde{i}_d;
\end{aligned} \tag{6}$$

– flux controller

$$i_d = \frac{1}{\alpha L_m} (\alpha_m \psi^* + \dot{\psi}^* - k_\psi e_\psi - x_\psi), \quad \dot{x}_\psi = k_{\psi i} e_\psi; \tag{7}$$

– current controller

$$u_d = \sigma_m (\gamma_m i_d^* - \omega_0 i_q - \alpha_m \beta_m \psi^* - k_{id} \tilde{i}_d + z_d), \quad \dot{z}_d = -k_{ii} \tilde{i}_d, \tag{8}$$

where $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ is d-axis current tracking error, i_d^* is i_d current reference, $\tilde{i}_d = i_d - \hat{i}_d$ is d-axis current observation error, z_d denotes integral term of current controller, $e_\psi = \hat{\psi} - \psi^*$ is estimated flux tracking error, $(k_{id}, k_{ii}) > 0$ are the current controller proportional and integral gains, $(k_\psi, k_{\psi i}) > 0$ are the flux controller proportional and integral gains, $\gamma_1 > 0$ is correction coefficient, k_1 defines current observer gain.

It is important to note that the correction term $\gamma_1 \beta_m \omega \tilde{i}_d / \hat{\psi}$ in (6) provides the closed loop properties for flux subsystem and therefore the controller (6) – (8) potentially has robustness properties with respect to the rotor resistance variations at non-zero machine speed. This property will be proven by results of the experimental study.

Applying field orientation controller (6) – (8) to model (1), the estimation-tracking error dynamics can be written as

$$\begin{aligned}
\dot{x}_\psi &= -k_{\psi i} e_\psi, \\
\dot{e}_\psi &= -k_{\psi 1} e_\psi + x_\psi + \alpha L_m \tilde{i}_d, \\
\dot{z}_d &= -k_{ii} \tilde{i}_d,
\end{aligned} \tag{9}$$

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{i}}_d &= -k_{id1} \tilde{i}_d + z_d + \alpha_m \beta_m \tilde{\psi}_d + \omega \beta_m \tilde{\psi}_q, \\
\dot{\tilde{\psi}}_d &= -\alpha_m \tilde{\psi}_d + \omega_s \tilde{\psi}_q, \\
\dot{\tilde{\psi}}_q &= -\alpha_m \tilde{\psi}_q - \omega_s \tilde{\psi}_d - \gamma_1 \omega \beta_m \tilde{i}_d, \\
\dot{\tilde{i}}_d &= -k_0 \tilde{i}_d + \alpha_m \beta_m \tilde{\psi}_d + \omega \beta_m \tilde{\psi}_q,
\end{aligned} \tag{10}$$

where $\tilde{\psi}_d = \psi_d - \psi^*$, $\tilde{\psi}_q = \psi_q$ are the flux estimation errors, $k_{\psi 1} = \alpha_m + k_\psi$, $k_{id1} = \gamma_m + k_{id}$, $k_0 = \gamma_m + k_1$.

Applying Lyapunov analysis, it can be shown that estimation subsystem (10) is globally exponentially stable if condition $\alpha_m k_0 > \gamma_1 (\alpha L_m \beta_m)^2 / 4$ is satisfied. Hence, estimation errors $(\tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d)$ exponentially converge to zero independently on flux regulation dynamics. From the other hand, subsystem (9) is linear and asymptotically stable for any values of tuning gains $(k_{id}, k_{ii}) > 0$ and $(k_\psi, k_{\psi i}) > 0$. As far as subsystems (10) and (9) are connected in series, we can conclude that equilibrium point $\tilde{\mathbf{x}}_1 = (x_\psi, e_\psi, z_d, \tilde{i}_d, \tilde{\psi}_d, \tilde{\psi}_q, \tilde{i}_d) = \mathbf{0}$ of composite system is globally exponentially stable. This implies that asymptotic field orientation and asymptotic flux regulation are achieved. Hence, the control objectives (CO2) and (CO3) are met.

Feedback linearizing voltage controller. For q-axis current regulation let consider the following current controller

$$u_q = \sigma_m (\gamma_m i_q^* + \omega_0 i_d + \beta_m \omega \psi^* - k_{iq} \tilde{i}_q + z_q), \quad \dot{z}_q = -k_{ii} \tilde{i}_q, \tag{11}$$

where $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$ is q-axis current tracking error, i_q^* denotes i_q current reference, z_q is integral term of current controller, k_{iq} is proportional gain of current controller.

For $\psi^* = \text{const}$, $i_d^* = \text{const}$ and assuming that i_q^* is slowly varying, one can state that $\dot{i}_d^* = \dot{i}_q^* = 0$. Under these conditions, q-axis current error dynamic can be written as

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}}_2 = \mathbf{A}_2 \tilde{\mathbf{x}}_2 + \mathbf{B}(t) \tilde{\mathbf{x}}_1, \quad (12)$$

where $\tilde{\mathbf{x}}_2 = (z_q, \tilde{i}_q)^T$, $\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & k_{ii} \\ -1 & -k_{iq1} \end{bmatrix}$, $k_{iq1} = \gamma_m + k_{iq}$ and $\mathbf{B}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\beta_m \omega & \alpha \beta_m & 0 \end{bmatrix}$.

As far as constant matrix \mathbf{A}_2 is Hurwitz, the nominal dynamics of the subsystem (12) (if $\mathbf{B}(t) = 0$) is linear and asymptotically stable. Matrix $\mathbf{B}(t)$ is bounded, and therefore composite system (12), (9), (10) is exponentially stable. Hence, the equilibrium point

$$\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{\mathbf{x}}_1^T, \tilde{\mathbf{x}}_2^T)^T = \mathbf{0} \quad (13)$$

is exponentially stable.

Taking into account (13), the applied voltages become

$$\begin{aligned} u_d &= R_1 i_d^* - \sigma_m \omega_0 i_q^*, \\ u_q &= R_1 i_q^* + \alpha L_m^2 i_q^* / L_2 + \sigma_m \omega_0 i_d^* + L_m \omega \psi^* / L_2. \end{aligned} \quad (14)$$

Using (14), the IG output power is derived as

$$P_s = -\frac{3}{2} \left(R_1 (i_d^{*2} + i_q^{*2}) + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} i_q^{*2} + \frac{L_m}{L_2} \omega \psi^* i_q^* \right). \quad (15)$$

According to (15), the output power consists of three components: active losses in the stator (proportional to R_1), active rotor losses (proportional to R_2) and input mechanical power

$$P_m = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} \omega \psi^* i_q^* = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2} \omega \psi i_q = T \omega, \quad (16)$$

where T is electromagnetic torque.

From equations (4), (5), (15) one can derive the DC-link voltage regulation error dynamics for $V_{dc}^* = \text{const}$ as

$$\dot{V}_{dc} = -\frac{1}{CV_{dc}} \left(\frac{3}{2} \left(R_1 \left(\frac{\psi^{*2}}{L_m^2 (i_m)} + i_q^{*2} \right) + R_2 \frac{L_m^2}{L_2^2} i_q^{*2} + \frac{L_m}{L_2} \omega \psi^* i_q^* \right) + V_{dc} i_L \right). \quad (17)$$

From the right hand side of (17) it follows that the expression in brackets is power balance equation under conditions (13), (14).

For the dynamics (17), a feedback linearizing voltage controller has been designed as shown in [14], [18]:

$$i_q^* = \frac{-\frac{L_m}{L_2} \omega \psi^* + \sqrt{\left(\frac{L_m}{L_2} \omega \psi^* \right)^2 - 4 \left(\alpha \frac{L_m^2}{L_2} + R_1 \right) \rho}}{2 \left(\alpha \frac{L_m^2}{L_2} + R_1 \right)}, \quad \rho = R_1 \frac{\psi^{*2}}{L_m^2 (i_m)} + \frac{2}{3} V_{dc} \left(i_L + C(-k_v \tilde{V}_{dc} + x_v) \right), \quad (18)$$

$$\dot{x}_v = -k_{vi} \tilde{V}_{dc}.$$

The resulting voltage dynamics is a second order linear asymptotically stable system in the following form:

$$\dot{\tilde{V}}_{dc} = -k_v \tilde{V}_{dc} + x_v, \quad \dot{x}_v = -k_{vi} \tilde{V}_{dc}, \quad (19)$$

where $(k_v, k_{vi}) > 0$ are the proportional and integral gains of the voltage controller.

The block diagram of control system is shown in Fig. 2.

Under condition of constant or slowly varying V_{dc}^* , i_L and ψ^* dynamics of the voltage control loop can be designed to be much slower than current dynamics (12), (13) providing the two-time scale separation to justify common assumption for current-fed IG control. Under these conditions, the system error dynamics are given by (19) and (12) allowing for separated considerations of weakly coupled two subsystems, namely - the voltage control loop (19) and the q-axis current error dynamics (12). The system tuning is provided by selection of proportional and integral gains for voltage and current controllers as considered in [14], [18].

From the above stability analysis, it follows that the local asymptotic regulation $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{dc} = 0$ is obtained, therefore control objectives CO1-CO3 are locally achieved if $(L_m \omega \psi^* / L_2)^2 - 4(\alpha L_m^2 / L_2 + R_1) \rho > 0$ in (18).

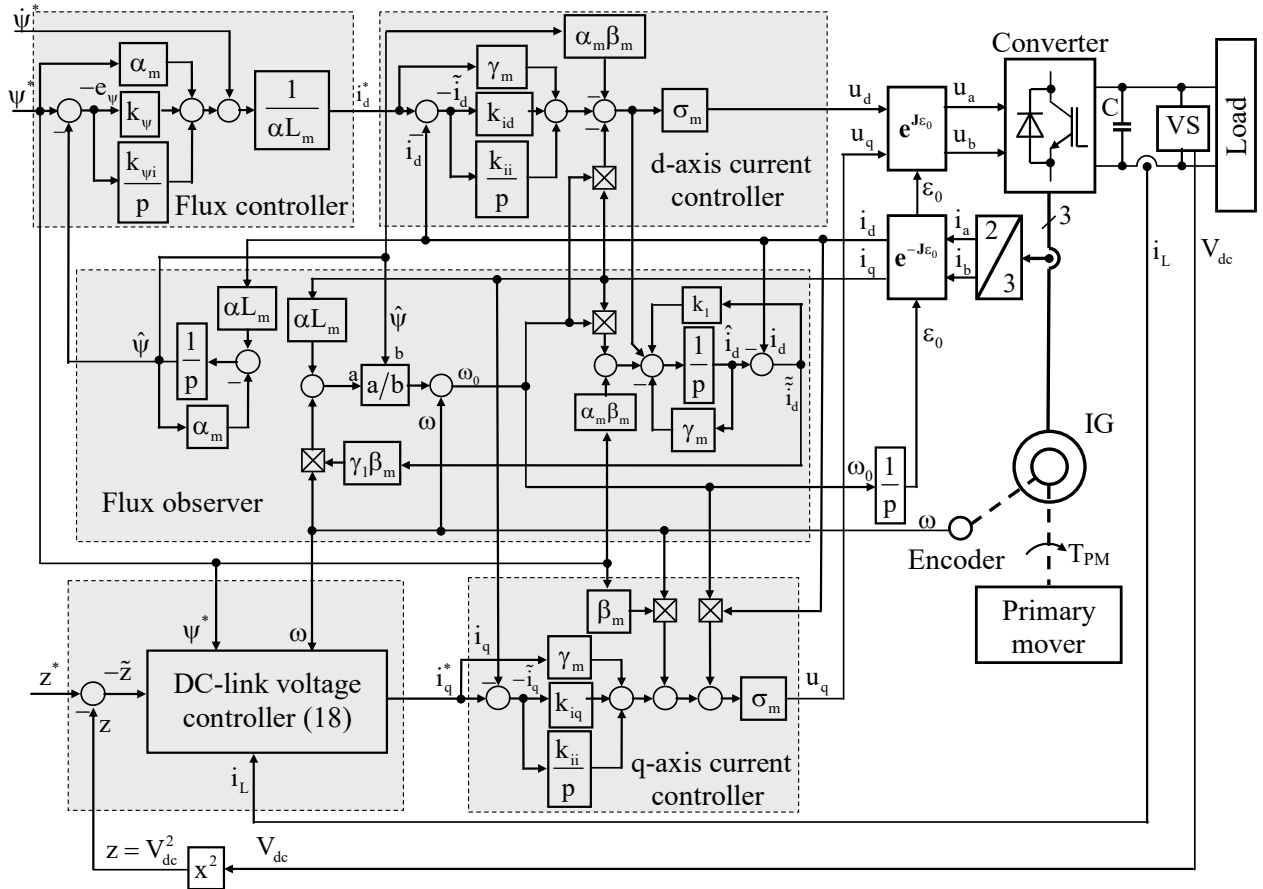


Fig. 2

Remark. For $i_L = \text{const}$ compensation term i_L may be removed from the feedback linearizing controller (18) leaving i_L compensation for the integral action of the controller.

Experimental results. Experimental studies were carried out using the Rapid Prototyping Station (RPS). As shown in Fig. 3, the RPS included: 1) induction generator with rated output power 1.9kW, rated phase voltage 220 V (rms), rated phase current 5 A (rms), $R_1 = 3.5$ Ohm, $R_2 = 2.1$ Ohm, $L_1 = 0.2655$ H, $L_2 = 0.2655$ H, $L_m = 0.257$ H, $p_n=2$; 2) induction motor coupled with IG and used as a primary mover; 3) 20 A and 380 V three-phase PWM controlled converter operated at 5 kHz switching frequency; 4) commutated load resistance R_L ; 5) DSP TMS320F28335-based controller for implementation of control algorithms with programmable tracing of selected variables; 6) personal computer for processing, programming, interactive

oscilloscope, data acquisition, etc. The motor speed was measured by 1024 ppr optical encoder; the DC-link capacitance $C = 1000 \mu\text{F}$ and sampling time was set at 200 μsec .

During all experiments, the rotor speed was stabilized by a vector control system, which acted as a primary mover. The goal of experimental tests was to investigate the dynamic performance and efficiency of the two control strategies, namely: indirect field-

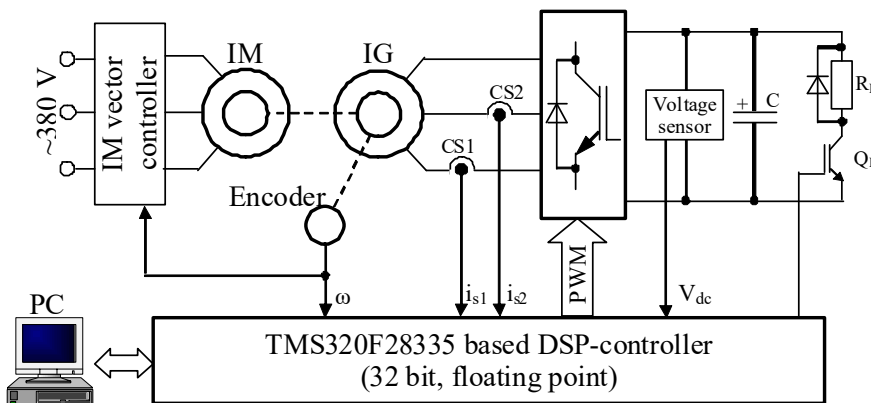


Fig. 3

oriented control (IFOC) in standard configuration [14]; robust direct field-oriented voltage controller (RDFOC), given by equations (6), (8), (11), (18).

In order to compare the dynamic performance of IFOC and RDFOC, the compensation of load current i_L was eliminated from the RDFOC algorithm.

Tuning parameters were set as follows: $k_{id} = k_{iq} = 800$, $k_{ii} = k_{iq1}^2 / 4$, $k_i = 500$, $\gamma_1 = 0.001$, $\gamma_2 = 0.025$, $k_v = 125$, $k_{vi} = k_v^2 / 2$ for RDFOC; and $k_{v1} = 0.18$, $k_{vi1} = 11$ for IFOC. Both controllers were tuned to provide the same performance of the voltage control loops when the system operated at speed 140 rad/s.

At the first stage, the comparative tests were performed for two constant shaft speeds $\omega = 140$ rad/s and $\omega = 100$ rad/s using operation sequence, as shown in Fig. 4;

– before the test DC-link capacitor was charged to 120 V, rotor speed was stabilized by primary mover at $\omega = 25$ rad/s;

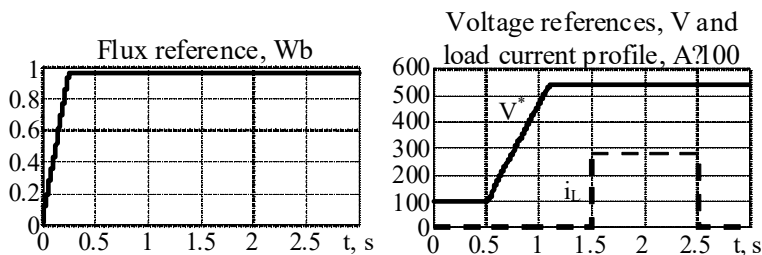


Fig. 4

– initial time interval 0...0.25s was used to excite the generator by applying a flux reference trajectory reported in Fig. 4 with $\psi^*(0) = 0.02$ Wb and reached the value of 0.96Wb;

– starting at $t = 0.5$ s, primary mover speed was increased to predefined value (140 rad/s or 100 rad/s);

– during IG acceleration, the voltage reference was increased together with rotor speed up to $V^* = 540$ V;

– at time $t = 1.5$ s load current 2.8A was applied and at $t = 2.5$ s it was removed; such a load current corresponds to the rated mechanical power at machine shaft.

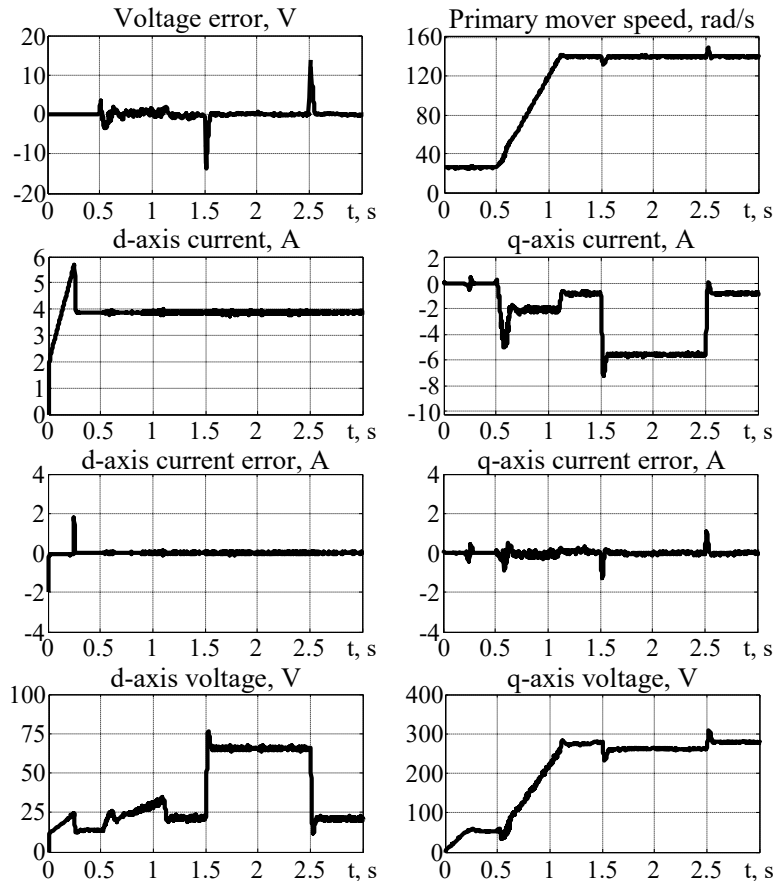


Fig. 5

It is necessary to note, that selection of the initial values of the voltage and flux at different speeds is a separate task, which is considered in [19]. During experimental investigations, initial values of the voltage, speed and flux are selected according to physical capabilities of the generation system to provide IG excitation during start-up.

Experimental results for RDFOC are shown in Fig. 5. As it follows from these results, the proposed control algorithm provides asymptotic field orientation (condition of CO3) and flux-voltage regulation (conditions of CO1 and CO2 are met).

In order to compare the dynamic behavior of the IFOC and RDFOC at different speeds an additional test was performed for IG operation at $\omega = 140$ rad/s and $\omega = 100$ rad/s. Load current for these tests was reduced to $i_L = 1.8$ A in order to provide machine operation with rated current at low speed ($\omega = 100$ rad/s). Transients for both controllers at different speed are depicted in Fig. 6.

From these results, it follows that both controllers provide the same dynamic performance when the system operates at speed 140rad/s. Performances of the proposed controller are independent from the generator speed. At the same time, the dynamics of the standard controller deteriorates when $\omega=100\text{rad/s}$: the dynamic error increases from 8V up to 12V for the given load.

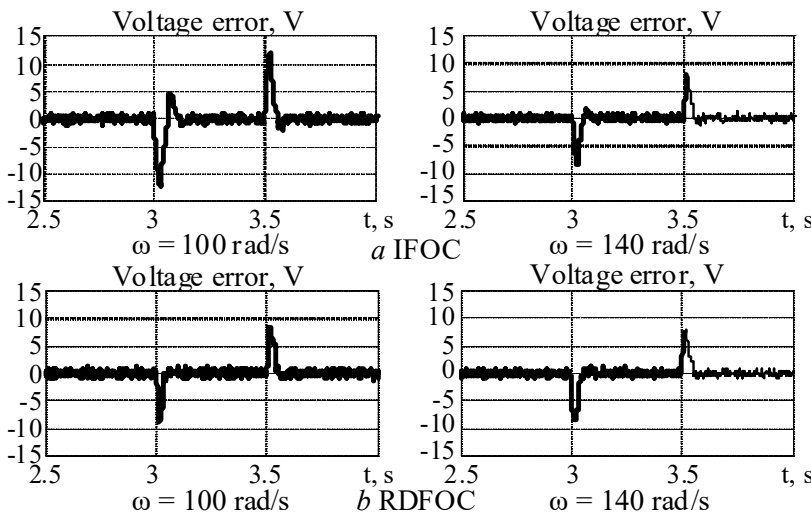


Fig. 6

is almost 20% greater than the nominal regime. When \hat{R}_2 is lower than original one, voltage regulation dynamics also deteriorate and torque producing current increases up to 40%. As discussed in [16], [17], the inaccurate value of rotor resistance with $\hat{R}_2 > R_2$ produces the reduction of the rotor flux magnitude. If $\hat{R}_2 < R_2$, the motor electromagnetic system enters the saturation region, causing an increase of the stator current magnitude. Due to the effect of saturation, the IG operates with almost constant flux modulus, but with incorrect field orientation.

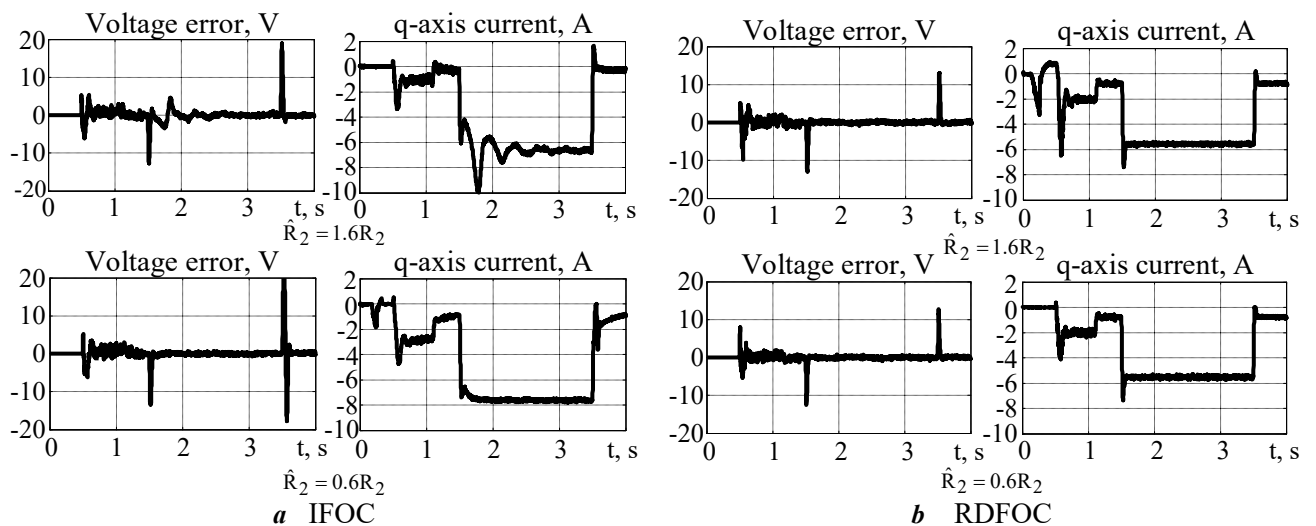


Fig. 7

The results of the same test for RДФOC are reported in Fig. 7, b. Comparison of results in Fig. 7, a and Fig. 7, b shows that the developed direct field-oriented controller demonstrates strong robustness properties with respect to rotor resistance variations. No significant difference during load current compensation can be noted in transients for nominal (Fig. 5) and perturbed (Fig. 7) conditions.

A third set of experiments was undertaken to compare the system efficiency under steady-state operation. The comparison was referred to steady state behavior of the two controllers at fixed speed of 140

rad/s. The rated current was applied to verify how stator current magnitude and estimated input mechanical power varies when wrong values of the parameter \hat{R}_2 are used in both control algorithms. During the experiments, i_d current was set to the rated value in order to get the nominal rotor flux. The steady-state regulation errors \tilde{V}_{dc} and \tilde{i}_d are negligible for both algorithms.

The tests were conducted in the following way. Constant load current equivalent to rated power $P_{dc} = 1.9$ kW was imposed. Different values of parameter \hat{R}_2 were used in both control algorithms and for each value, the steady state current magnitude and mechanical power of the primary mover were recorded. In Fig. 8 the current magnitude and mechanical power P_m of the standard controller are shown as dashed lines, while the same variables of the proposed controller are reported with solid lines.

The experimental results in Fig. 8 show that the RDFOC controller is capable of keeping an almost constant stator current magnitude and input mechanical power even with large \hat{R}_2 -parameter error. In contrast, the current magnitude imposed by the IFOC controller and required mechanical power considerably increase when an inaccurate \hat{R}_2 is used. As a result, proposed controller provides efficiency stabilization as it shown in Fig. 9. In worst case, when $\hat{R}_2 = 1.5R_2$, efficiency of the RDFOC controller is approximately on 10 % higher in comparison to IFOC controller.

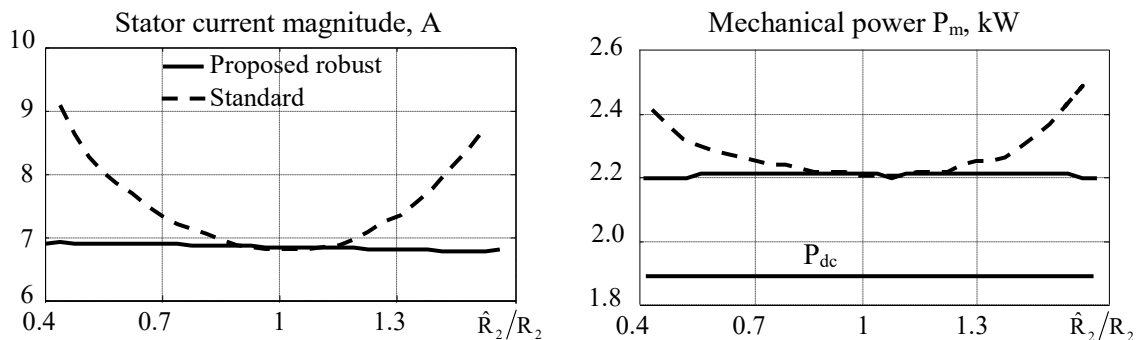


Fig. 8

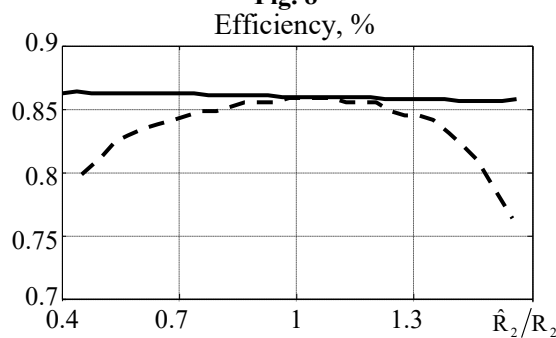


Fig. 9

Conclusions. In this paper, a novel robust direct field-oriented controller for standalone induction generator has been designed and experimentally verified. A nonlinear control algorithm guarantees local asymptotic voltage-flux regulation under variable speed and flux conditions. In contrast to existing solutions, the flux subsystem is designed using Lyapunov's 2nd method and employs an estimated flux current error feedback. The proposed design guarantees an exponential convergence of flux subsystem regulation errors to zero, decoupling from the voltage control, improved robustness with respect to the rotor resistance variation leading to improved dynamic performance and efficiency of the electromechanical energy conversion.

An intensive experimental study of the proposed solution and comparison against the standard indirect field-oriented voltage control system with PI voltage controller clearly demonstrates that a significant improvement in both dynamic performance and energy conversion efficiency is achieved. The controller proposed in this paper is therefore suitable for energy generation systems with variable speed operation.

1. Simoes M. G., Farret F. A. Modeling and analysis with induction generators. 3rd edition. Boca Raton, Florida, USA: CRC Press, 2014. 468 p.
2. Cardenas R., Pena R., Alepuz S., Asher G. Overview of control systems for the operation of DFIGs in wind energy applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2013. Vol. 60. No. 7. Pp. 2776-2798. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2243372>
3. Carunaiselvane C., Chelliah T. R. Present trends and future prospects of asynchronous machines in renewable energy systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2017. Vol. 74. Pp. 1028-1041. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.11.069>
4. Wu B. Lang Y. Zargari N. Kouro S. Power conversion and control of wind energy systems. Wiley-IEEE Press, 2011. 480 p.
5. Feehally T., Apsley J. M. The doubly fed induction machine as an aero generator. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2015. Vol. 51. No. 4. Pp. 3462-3471. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2015.2413957>
6. Lyra R. O. C., Silva S. R., Cortizo P. C. Direct and indirect flux control of an isolated induction generator. Proc. International Conference on *Power Electronics and Drive Systems (PEDS 95)*. Singapore, 21-24 February 1995. Vol. 1. Pp. 140-145. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDS.1995.404933>
7. Levi E., Liao Y. Rotor flux oriented induction machine as a DC power generator. Proc. 8th European Conference on *Power Electronics and Applications*. EPE99. Lausanne, Switzerland, 7-9 September 1999. CD-ROM. Pp. 1-8.
8. Cimuca G., Breban S., Radulescu M. M., Saudemont C., Robyns B. Design and control strategies of an induction-machine-based flywheel energy storage system associated to a variable-speed wind generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2010. Vol. 25. No. 2. Pp. 526-534. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2010.2045925>
9. Seyoum D., Rahman M. F., Grantham C. Terminal voltage control of a wind turbine driven isolated induction generator using stator oriented field control. Proc. 18th Annual *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. APEC03. Miami Beach, FL, USA, 9-13 February 2003. Vol. 2. Pp. 846-852. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2003.1179315>
10. Leidhold R., Garcia G., Valla M. I. Field-oriented controlled induction generator with loss minimization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2002. Vol. 49. No. 1. Pp. 147-156. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.982258>
11. Hazra S., Sensarma P. S. DC bus voltage build up and control in stand-alone wind energy conversion system using direct vector control of SCIM. Proc. 34th Annual Conference of *IEEE Industrial Electronics IECON08*. Orlando, FL, USA, 10-13 November 2008. Pp. 2143-2148. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.2008.4758288>
12. Meddouri S., Rastegarpour S., Ferrarini L., Idjdarene K. A nonlinear Lyapunov-based control for an autonomous variable-speed wind turbine. Proc. 6th International Conference on *Clean Electrical Power ICCEIP17*. Santa Margherita Ligure, Italy, 27-29 June 2017. Pp. 430-436. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICCEP.2017.8004723>
13. Bozhko S., Peresada S., Kovbasa S., Zhelinskyi M. Robust indirect field oriented control of induction generator. Proc. International Conference on *Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference ESARS-ITEC2016*. Toulouse, France, 2-4 November 2016. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESARS-ITEC.2016.7841421>
14. Peresada S., Zhelinskyi M., Kovbasa S., Korol S. Indirect field oriented control of the saturated induction generators with linear PI regulators. Proc. 6th International Conference on *Energy Smart Systems ESS2019*. Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 138-143. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764203>
15. Levi E. Impact of cross-saturation on accuracy of saturated induction machine models. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 1997. Vol. 12. No. 3. Pp. 211-216. DOI: <https://doi.org/10.1109/60.629705>
16. Peresada S., Tonielli A. High-performance robust speed-flux tracking controller for induction motor. *Adaptive Control Signal Processing*. 2000. Vol. 14. Pp. 177-200. DOI: [https://doi.org/10.1002/\(SICI\)1099-1115\(200003/05\)14:2/3%3C177::AID-ACS579%3E3.0.CO;2-2](https://doi.org/10.1002/(SICI)1099-1115(200003/05)14:2/3%3C177::AID-ACS579%3E3.0.CO;2-2)
17. Peresada S., Tilli A., Tonielli A. Theoretical and experimental comparison of indirect field-oriented controllers for induction motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2003. Vol. 18. No. 1. Pp. 151-163. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2002.807123>
18. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Zhelinskyi N. Feedback linearizing field-oriented control of induction generator: theory and experiments. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2017. No. 2. Pp. 48-56. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2017.02.048>
19. Zhelinskyi M. M. Vector control system of induction generator with robustness properties to parametric perturbations: Cand. techn. sci. diss. 05.09.03. National Technical University of Ukraine Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute. Kyiv, Ukraine. 2021. 216 p. (Ukr).

АЛГОРИТМ РОБАСТНОГО ПРЯМОГО ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ГЕНЕРАТОРОМ

С.М. Пересада¹, докт. техн. наук, **С.В. Божко²**, канд. техн. наук, **С.М. Ковбаса¹**, докт. техн. наук, **Є.О. Ніконенко¹**

¹ НТУУ «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,

пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна

e-mail: sergei.peresada@gmail.com

² Університет Ноттінгема, NottinghamNG7 2RD, Великобританія

У роботі розроблено новий робастний алгоритм прямого полеорієнтованого векторного керування автономними асинхронними генераторами (АГ). Запропонований регулятор використовує концепцію прямого полеорієнтування та забезпечує асимптотичне регулювання модуля вектора потокозчеплення ротора і напруги ланки постійного струму за умови, що навантаження в ланці постійного струму постійне або змінюється повільно. Підсистема регулювання потокозчеплення, розроблена з використанням другого методу Ляпунова, на відміну від стандартних конструкцій, має властивості замкненого контуру і, отже, вона є робастною до варіацій опору ротора. Для проектування підсистеми напруги використовується підхід декомпозиції на основі розділення в часі динаміки напруги та моментної складової струму статора. Лінеаризуючий зворотним зв'язком регулятор напруги розроблено з використанням рівняння балансу потужності АГ в усталеному режимі. Результуюча квазілінійна динаміка контуру регулювання напруги дає змогу використовувати просту процедуру налаштування регуляторів і забезпечує покращені динамічні характеристики за умови змінної швидкості первинного рушія та потокозчеплення. Результати порівняльного експериментального дослідження зі стандартним алгоритмом непрямого векторного керування також представлено задля порівняння з результатами застосування розробленого алгоритму. На відміну від існуючих рішень, розроблений алгоритм забезпечує стабілізацію показників якості регулювання системи за умови змінних швидкості та потокозчеплення. Експериментально показано, що робастний алгоритм керування забезпечує робастне регулювання потокозчеплення і робастну стабілізацію динаміки моментної складової струму, що призводить до покращення енергетичної ефективності процесу електромеханічного перетворення. Запропонований регулятор може застосовуватися для систем генерування енергії зі змінною швидкістю. Бібл. 18, рис. 8.

Ключові слова: асинхронний генератор, пряме полеорієнтування, спостерігач потокозчеплення, стабілізація напруги ланки постійного струму, змінна швидкість, генерація енергії.

Надійшла 29.04.2021

Остаточний варіант 31.05.2021

МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ЕНЕРГІЇ МОРСЬКИХ ХВИЛЬ

А.П. Ращепкін ^{*}, докт.техт.наук, **І.П. Кондратенко** ^{**}, чл.-кор. НАНУ, **О.М. Карлов** ^{***}, канд.техт.наук, **Р.С. Кришук** ^{****}, канд.техт.наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: anatoly_raschepkin@ukr.net, dep7ied@ukr.net, lexa.k.ua@gmail.com, kr@nas.gov.ua

Задля перетворення енергії морських хвиль в електроенергію розглянуто використання циліндричних (з радіальним магнітним потоком) трифазних магнітоелектричних генераторів з ротором на постійних магнітах з застосуванням механічного редуктора для підвищення частоти обертання ротора. З урахуванням реального характеру руху ротора розроблено математичну модель для розрахунку розподілу магнітних полів в зазорі генератора і встановлено функціональні залежності потокозчеплення обмотки і електромагнітного моменту від конструктивного виконання генератора і параметрів постійних магнітів. Для прийнятого конструктивного виконання визначено електромагнітний момент, розподіл фазних струмів в обмотці, потужність і напругу генератора. Проведено порівняння енергетичних показників генераторів з поплавковим приводом зі зворотно-обертним рухом ротора і генератора з застосуванням храпового механізму для забезпечення одностороннього обертання ротора. Розглянуто доцільність застосування генератора з храповим механізмом для перетворення енергії морських хвиль. Бібл. 6, рис. 7.

Ключові слова: перетворення енергії хвиль, редуктор, циліндричний магнітоелектричний генератор, енергетичні показники.

В майбутньому найголовнішим питанням енергетики буде використання ефективних екологічно чистих способів виробництва електричної енергії. Таким енергетичним ресурсом може бути енергія морських хвиль. За виконаними в Інституті гідромеханіки НАН України оцінками енергетичних параметрів хвильових електростанцій ресурс хвильової енергії України може скласти 200 млрд. кВт*г на рік за середній щільності потужності на метр ширини хвилі 5...7,5 кВт/м [1]. При цьому рекомендується використовувати хвилі амплітудою 0,5...1,75 м і періодом $T = 4...7$ с. Такі хвилі для узбережжя Чорного моря мають помірну довжину $\lambda = 16...60$ м і забезпеченість – 7000...2500 годин на рік.

Крім відносно високої концентрації енергії хвильова енергетика має порівняно низькі витрати на капітальне будівництво серед інших видів відновлюваної енергії: хвильові ЕС – 1000 \$/кВт, сонячні ЕС – 1400 \$/кВт, вітрові ЕС – 1600 \$/кВт [1]. Серед хвильових станцій плавучі поплавкові станції мають найнижчі капітальні витрати і вартість обслуговування.

Основні проблеми перетворення енергії морських хвиль обумовлені їхньою природою. Їм властиві: нерегулярність амплітуди, фази та напрямку руху; мала швидкість вертикального переміщення поверхні хвилі (1 м/с); значні впливи на енергію морських хвиль, що перевищують їхнє середнє значення в кілька десятків разів під час штормів і ураганів.

До теперішнього часу в світі розроблено і практично реалізовано велику кількість технологічних схем і способів задля перетворення кінетичної енергії хвиль в електричну енергію [3]. Але використання енергії морських хвиль поки що знаходиться на стадії створення дослідних установок різних конструкцій. Більшість таких технологічних схем мають у своєму складі турбіни, гідравлічні насоси і механічні редуктори для передачі зворотно-поступального руху води або повітря до традиційного електричного генератора. Подібні пристрої мають дуже складну і дорогую конструкцію, що зменшує надійність роботи перетворювача, ускладнює його обслуговування і експлуатацію.

Альтернативою зазначеним пристроям є перетворювач з використанням магнітоелектричного на постійних магнітах лінійного безредукторного генератора [2], з'єданого з плавучим буєм [3]. Така компоновка дає змогу спростити конструкцію, збільшити ефективність і надійність роботи перетворювача. Саме тому в багатьох промислово-розвинених країнах світу ведуться інтенсивні

© Ращепкін А.П., Кондратенко І.П., Карлов О.М., Кришук Р.С., 2021
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-3308-8032>; ** <https://orcid.org/0000-0003-1914-1383>;
*** <https://orcid.org/0000-0002-1350-1870>, **** <https://orcid.org/0000-0002-1933-0144>

роботи зі створення поплавкових перетворювачів енергії хвиль з лінійними електричними генераторами. Але й останнім притаманні певні недоліки. Для обмеження руху ротора в штормових умовах зі значним перевищенням висоти хвилі в порівнянні з прийнятою середньою амплітудою використовуються пружинні стопори, які не дозволяють вивести ротор за межі статора, що, в свою чергу, не дозволяє використовувати енергію хвиль за межами прийнятої середньої амплітуди. Довжину статора при цьому слід приймати рівною подвійній амплітуді хвилі, а довжину ротора – подвійній довжині статора, що потребує підвищеного використання коштовних постійних магнітів. Тому задля зниження капітальних витрат може стати економічно доцільним застосування механічних редукторів і використання циліндричних генераторів (з радіальним магнітним потоком) з підвищеною швидкістю обертання ротора.

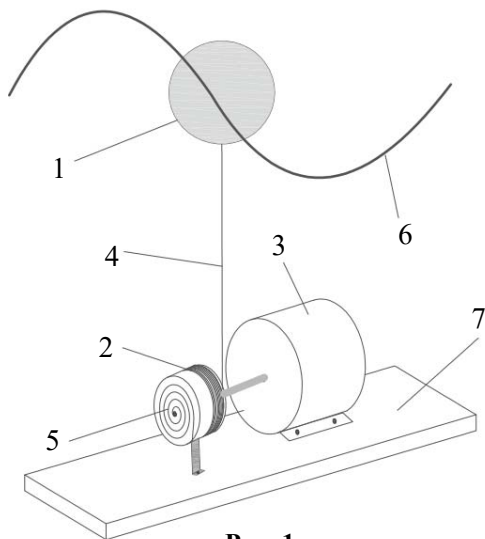


Рис. 1

Принципове виконання такого поплавкового перетворювача енергії морських хвиль наведено на рис. 1, де 1 – поплавок (буй) утримується на хвилястій поверхні води 6 через трос 4, пов'язаний з механічним редуктором 2, який через вал передає зворотно-обертний рух на ротор циліндричного генератора з постійними магнітами 3. Для забезпечення постійного натягу троса використовується спіральна стрічкова пружина 5. Якір 7 закріплено на дні водойми. На рисунку представлено можливий варіант виконання пристрою для перетворення енергії хвиль з розміщенням генератора під водою, але можлива і інша кінематична схема. Проте метою цієї статті не є розроблення кінематичних схем систем для перетворення енергії хвиль.

Під час розрахунку, проектування і розробки генераторів з постійними магнітами для перетворення енергії морських хвиль не розглядаються, як правило, питання раціонального вибору їхніх геометричних розмірів, не враховується реальний характер руху ротора. Розподіл магнітного поля зазвичай визначається чисельними методами скінчених елементів в статичних режимах для кожного конкретного конструктивного виконання генератора.

Метою роботи є розробка аналітичного методу розрахунку електромагнітних процесів і енергетичних показників циліндричних магнітоелектричних генераторів довільних розмірів з врахуванням реального характеру руху ротора для перетворення енергії морських хвиль в електричну енергію.

Будемо вважати, що морська хвиля змінюється за законом трохгоїди $w = a \sin(\omega_w t)$, де $\omega_w = 2\pi / T_w$, a і T_w – амплітуда і період коливань хвилі, які зазвичай покладаються заданими. Розрахункову модель генератора наведено на рис. 2, в якій приймається, що магнітна проникність магнітопроводів ротора і статора дорівнює $\mu = \infty$. На рис. 2: 1 – статор, 2 – обмотка статора, 3 – постійні магніти, 4 – ярмо ротора.

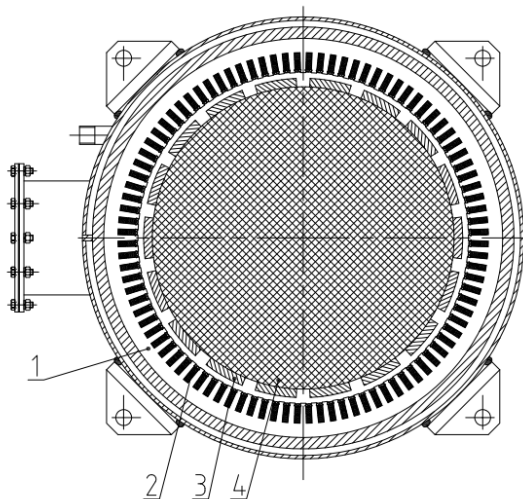


Рис. 2

постійні магніти, 4 – ярмо ротора.

Аналіз електромагнітних процесів в циліндричному магнітоелектричному генераторі зводиться до вирішення рівнянь електродинаміки

$$\text{rot}\mathbf{B} = 0, \quad \text{div}\mathbf{B} = 0, \quad \text{rot}\mathbf{E} = -\partial\mathbf{B} / \partial t, \quad (1)$$

які з врахуванням $\mathbf{B} = \text{rot}\mathbf{A}$, $\mathbf{E} = -\partial\mathbf{A} / \partial t$ зводяться в зазорі між статором і ротором (рис. 2) до рівняння для z-складової векторного магнітного потенціалу

$$\frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \varphi^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_z}{\partial \rho} = 0. \quad (2)$$

Будемо вважати, що поле в немагнітному проміжку є суперпозицією поля постійних магнітів A_1 і поля, що збуджується струмами обмотки статора A_2 . Тому результуюче магнітне поле в немагнітному проміжку генератора є

$A_z = A_1 + A_2$. Складові векторного магнітного потенціалу на поверхні ярма ротора $\rho = r_1$ і на поверхні статора $\rho = r_2$ (рис. 2) задовольняють наступним граничним умовам:

$$\text{за } \rho = r_1: \quad \frac{\partial A_1}{\partial \rho} = \mu_0 i_{lr}, \quad \frac{\partial A_2}{\partial \rho} = 0, \quad \text{за } \rho = r_2: \quad \frac{\partial A_1}{\partial \rho} = 0, \quad \frac{\partial A_2}{\partial \rho} = \mu_0 i_{l0}, \quad (3)$$

де i_{lr} – лінійне струмове навантаження, що утворюється постійними магнітами, i_{l0} – лінійне струмове навантаження обмотки статора.

Припустимо, що струмове навантаження обмотки статора i_{l0} відомо та визначається величинами фазних струмів i_A, i_B, i_C с просторовим розміщенням котушок в пазах осердя статора шириною b_n та може бути представлено ідеально тонкими струмовими пластинами шириною b_n , зосередженими на гладкій поверхні статора. Для компенсованої $2p$ -полюсної m -фазної обмотки з однаковим числом (s_k) витків в котушці і q котушками на полюс і фазу величину струмового навантаження статора можна описати сумою просторових вздовж координати φ складових фазних струмів статора $i_{l0} = i_{lA} + i_{lB} + i_{lC}$. За допущення, що фазна зона фази A починається за значення $\varphi = -\pi + \varphi_A$, і крок котушок фаз приймається однаковим $y_A = y_B = y_C$ лінійне струмове навантаження обмотки можна представити у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} i_{lA} &= \frac{i_A \cdot s_k}{b_n} \sum_{k=1}^q \sum_{s=1}^p \left(\theta(r_2(\varphi + \pi - \varphi_A - T(k,s) + \frac{\pi b_n}{2p\tau})) - \theta(r_2(\varphi + \pi - \varphi_A - T(k,s) - \frac{\pi b_n}{2p\tau})) - \right. \\ &\quad \left. - \theta(r_2(\varphi + \pi - \varphi_A - T(k,s) + \frac{\pi b_n}{2p\tau} - \frac{\pi y_A}{p\tau})) + \theta(r_2(\varphi + \pi - \varphi_A - T(k,s) + \frac{\pi b_n}{2p\tau} - \frac{\pi y_A}{p\tau})) \right), \\ i_{lB} &= \frac{i_B \cdot s_k}{b_n} \sum_{k=1}^q \sum_{s=1}^p \left(\theta(r_2(\varphi + \pi - \varphi_B - T(k,s) + \frac{\pi b_n}{2p\tau})) - \theta(r_2(\varphi + \pi - \varphi_B - T(k,s) - \frac{\pi b_n}{2p\tau})) - \right. \\ &\quad \left. - \theta(r_2(\varphi + \pi - \varphi_B - T(k,s) + \frac{\pi b_n}{2p\tau} - \frac{\pi y_B}{p\tau})) + \theta(r_2(\varphi + \pi - \varphi_B - T(k,s) + \frac{\pi b_n}{2p\tau} - \frac{\pi y_B}{p\tau})) \right), \\ i_{lC} &= \frac{i_C \cdot s_k}{b_n} \sum_{k=1}^q \sum_{s=1}^p \left(\theta(r_2(\varphi + \pi - \varphi_C - T(k,s) + \frac{\pi b_n}{2p\tau})) - \theta(r_2(\varphi + \pi - \varphi_C - T(k,s) - \frac{\pi b_n}{2p\tau})) - \right. \\ &\quad \left. - \theta(r_2(\varphi + \pi - \varphi_C - T(k,s) + \frac{\pi b_n}{2p\tau} - \frac{\pi y_C}{p\tau})) + \theta(r_2(\varphi + \pi - \varphi_C - T(k,s) + \frac{\pi b_n}{2p\tau} - \frac{\pi y_C}{p\tau})) \right) - \\ &\quad - qb_n (\delta(\varphi + \pi) - \delta(\varphi - \pi)), \\ &\quad T(k,s) = \pi(2k-1) / (2pmq) + 2(s-1)\pi / p, \end{aligned} \quad (4)$$

де $\theta(z)$ – одинична узагальнена функція, яка дорівнює нулю за $z < 0$ і одиниці – за $z > 0$; $\delta(\cdot)$ – дельта функція Дірака, просторовий зсув фаз $\varphi_B = \varphi_A + 2\pi / pm$, $\varphi_C = \varphi_A + \pi / pm$, k -й член ряду за числом пазів на полюс і фазу, s -й член ряду за числом пар полюсів, $\tau = 2\pi r_2$ – полюсний крок статорної обмотки.

Згідно з уявленнями про магнетизм [4], зовнішнє поле постійного магніту еквівалентне полю струмового соленоїда, зосередженого на бічній поверхні магніту і рівного його висоті. Для висококоерцитивних магнітів з інтерметалічного композиту NdFeB їхня відносна магнітна проникність лежить в межах $\mu_r = 1,04-1,06$, і пряма повернення практично збігається з характеристикою розмагнічування. Так як $\mu_r > 1$, еквівалентну висоту струмового соленоїда у разі розміщення його в повітряному середовищі варто було б зменшити до величини h / μ_r . Але за врахування насичення ярма ротора необхідно було б збільшити його висоту приблизно в стільки ж разів. Тому в розрахунковій моделі з достатньою для технічних розрахунків точністю будемо вважати, як було раніше прийнято, магнітну проникність ярма ротора рівною нескінченності, висоту

струмового соленоїда – висоті магніту і магнітну проникність середовища розміщення струмового соленоїда рівною μ_0 . Отже, густина струму i_r в обмотці соленоїда, що замінює постійний магніт з величиною намагнічування I_0 , буде

$$i_r = I_0 h = (B_r h) / (\mu_r \mu_0),$$

де B_r – залишкова індукція постійного магніту, h – висота магніту. А лінійна густина струму з урахуванням просторового розподілення на поверхні ротора запишеться з використанням узагальнених функцій

$$i_{r'} = I_0 h \sum_{s=1}^p \left\{ \delta \left[r_1 \left(\varphi + \pi - \varphi_r - \frac{\varphi_1}{2} - \frac{2(s-1)\pi}{p} \right) \right] - \delta \left[r_1 \left(\varphi + \pi - \varphi_r - \frac{\varphi_1}{2} - \varphi_2 - \frac{2(s-1)\pi}{p} \right) \right] - \delta \left[r_1 \left(\varphi + \pi - \varphi_r - \frac{3\varphi_1}{2} - \varphi_2 - \frac{2(s-1)\pi}{p} \right) \right] + \delta \left[r_1 \left(\varphi + \pi - \varphi_r - \frac{3\varphi_1}{2} - 2\varphi_2 - \frac{2(s-1)\pi}{p} \right) \right] \right\}, \quad (5)$$

де φ_1 – кутовий розмір між полюсами по азимуту, φ_2 – кутовий розмір полюса, φ_r – координата початкового положення ротора. Для магнітної системи з довільним числом пар полюсів повинні задовольнятися умови $\varphi_1 + \varphi_2 = \pi/p$, $\varphi_2 = k_1 \pi/p$, $\varphi_1 = (1-k_1)\pi/p$, де k_1 – будь-яке позитивне число менше одиниці, яке визначає ступінь перекриття полюсного поділу магнітом.

З огляду на дискретний характер розподілу струмового навантаження, для аналізу електромагнітних процесів в генераторі представляється обґрунтованим застосування чисельно-аналітичних методів з використанням інтегральних перетворень і методу узагальнених функцій.

Застосовуючи до рівняння (2) і граничних умов (3) дискретне перетворення Фур'є [5]

$$A_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} A_z e^{jn\varphi} d\varphi, \quad (6)$$

знайдемо, що перетворене значення векторного магнітного потенціалу описується рівнянням

$$\frac{\partial^2 A_n}{\partial \rho^2} + \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_n}{\partial \rho} - \frac{n^2}{\rho^2} A_n = 0 \quad (7)$$

і відповідно, проводячи інтегральне перетворення виразів (4) і (5), отримуємо їхній перетворений вигляд

$$i_m = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_{r'} e^{jn\varphi} d\varphi = -\frac{I_0 h e^{jn\varphi}}{\pi r_1} k_r, \quad k_r = \sin\left(\frac{nk_1\pi}{2p}\right) \frac{\sin(n\pi)}{\cos(n\pi/2p)}, \quad (8)$$

$$I_A(n) + I_B(n) + I_C(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_{r0} e^{jn\varphi} d\varphi, \quad I_A(n) = \frac{i_A w k_A}{2\pi r_2}, \quad I_B(n) = \frac{i_B w k_B}{2\pi r_2}, \quad I_C(n) = \frac{i_C w k_C}{2\pi r_2}, \quad (9)$$

де кількість витків в фазі статорної обмотки $w = s_k p q$, а обмоткові коефіцієнти

$$k_A = e^{-jn\left(\frac{\pi}{p} - \varphi_A - \frac{\pi}{2mp}\right)} \left(1 - e^{\frac{jny_A}{r_2}}\right) \frac{\sin(n\pi)}{p \sin(n\pi/p)} \frac{\sin(n\pi/2pm)}{q \sin(n\pi/2pmq)} \frac{\sin(n b_n/2r_2)}{n b_n/2r_2},$$

$$k_B = e^{-jn\left(\frac{\pi}{p} - \varphi_B - \frac{\pi}{2mp}\right)} \left(1 - e^{\frac{jny_B}{r_2}}\right) \frac{\sin(n\pi)}{p \sin(n\pi/p)} \frac{\sin(n\pi/2pm)}{q \sin(n\pi/2pmq)} \frac{\sin(n b_n/2r_2)}{n b_n/2r_2}, \quad (10)$$

$$k_C = -e^{-jn\left(\frac{\pi}{p} - \varphi_C - \frac{\pi}{2mp}\right)} \left(1 - e^{\frac{jny_C}{r_2}}\right) \frac{\sin(n\pi)}{p \sin(n\pi/p)} \frac{\sin(n\pi/2pm)}{q \sin(n\pi/2pmq)} \frac{\sin(n b_n/2r_2)}{n b_n/2r_2} - \frac{2j \sin(n\pi)}{p}.$$

Наявність в (10) множника $\sin(n\pi) / p \sin(n\pi/p)$, завжди рівного нулю за $n < p$, вказує на відсутність просторових субгармонік в магнітному полі генератора, яке має лише основну $n = p$ і кратні p вищі гармоніки.

Розв'язок рівняння (7) відомий і має вигляд

$$A_n = C_5 \rho^n + C_6 \rho^{-n}. \quad (11)$$

Задовольняючи його граничним умовам (3), знайдемо

$$A_n = A_{n1} + A_{n2} = \frac{\mu_0 I_0 h k_r}{n\pi} e^{jn\varphi_r(t)} \frac{\rho^n (1 + r_2^{2n} / \rho^{2n})}{r_1^n (1 - r_2^{2n} / r_1^{2n})} + \frac{\mu_0 w (i_A k_A + i_B k_B + i_C k_C)}{2n\pi} \frac{\rho^n (1 + r_1^{2n} / \rho^{2n})}{r_2^n (1 - r_1^{2n} / r_2^{2n})},$$

яке за $\rho = r_2$ дорівнює

$$A_n = -\frac{2\mu_0 I_0 h k_r}{n\pi} e^{jn\varphi_r(t)} \frac{r_1^n}{r_2^n (1 - r_1^{2n} / r_2^{2n})} + \frac{\mu_0 w (i_A k_A + i_B k_B + i_C k_C)}{2n\pi} \frac{(1 + r_1^{2n} / r_2^{2n})}{(1 - r_1^{2n} / r_2^{2n})}. \quad (12)$$

Зворотнє перетворення дається рядом

$$A_z = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{-jn\varphi}. \quad (13)$$

В формулі (12) невизначеною залишилася величина $\varphi_r(t)$, яку необхідно визначити з розв'язку рівнянь динамічної рівноваги електромеханічної системи перетворювача енергії хвиль з урахуванням заданого закону коливання водної поверхні. Рівняння руху ротора магнітоелектричного перетворювача енергії хвиль визначимо з використанням функції Лагранжа в узагальнених координатах q, q', f, p [6]. Припустимо, що механічна система складається з матеріальних тіл і пружин. Тоді узагальненими змінними механічної системи: узагальнена механічна координата q є механічною координатою обертання φ , узагальнена механічна швидкість q' є механічною швидкістю $\dot{\varphi}$, узагальнена механічна f сила є механічною силою, яка залежить тільки від положення $-k\varphi$, узагальненому механічному імпульсу p відповідає механічний імпульс, який може бути функцією координати і швидкості $J\dot{\varphi}$.

У припущенні, що як кінетичну енергію обрано магнітну енергію [6], узагальненим електричним координатам q, q', f, p відповідають електричний заряд q , електричний струм i , електрична напруга u , магнітне потокозчеплення ψ .

Потенційна енергія для консервативної частини системи

$$V = \int_0^{\phi} -f(\varphi, t) d\varphi = -\frac{1}{2} k\varphi^2.$$

Кінетична коенергія системи дорівнює

$$T' = \int_0^{q'} p(q, q', t) dq' = \int_0^{\dot{\phi}} J\dot{\varphi} d\dot{\varphi} + \int_0^i \psi(i, \varphi) di = \frac{1}{2} J\dot{\varphi}^2 + \int_0^i \psi(i, \varphi) di.$$

Лагранжіан магнітоелектричного перетворювача енергії хвиль

$$L = T' - V = \frac{1}{2} J\dot{\varphi}^2 + \frac{1}{2} k\varphi^2 + \int_0^i \psi(i, \varphi) di. \quad (14)$$

Рилєсва функція розсіювання

$$F = \frac{1}{2} R\dot{i}^2 + \frac{1}{2} \alpha\varphi^2, \quad (15)$$

де R – електричний опір фази обмотки статора перетворювача, α – опір в'язкого тертя ротора магнітоелектричного перетворювача енергії.

Підставивши Лагранжіан (14) в рівняння Ейлера-Лагранжа для консервативної частини системи і прирівнюючи йому всі прикладені неконсервативні сили, отримаємо динамічне рівняння системи

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{dL}{dq'} \right) - \frac{dL}{dq} + \frac{dF}{dq'} = Q, \quad (16)$$

де Q – неконсервативні сили зв'язків, які для механічної системи рівні $f(t)r_b - Mgr_b$ і для електричної дорівнюють напрузі навантаження перетворювача $u(t)$, r_b – радіус барабана редуктора.

Враховуючи наведені залежності, з рівняння Ейлера-Лагранжа отримуємо рівняння динамічної рівноваги механічної системи

$$J \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} + \alpha \frac{\partial \varphi}{\partial t} + k\varphi - \frac{\partial}{\partial \varphi} \left(\int_0^i \psi(i, \varphi) di \right) = f(t)r_b - Mgr_b \quad (17)$$

і для електричного кола рівняння (другого закону Кірхгофа)

$$\frac{\partial \psi(\varphi, i)}{\partial i} \frac{\partial i}{\partial t} + \frac{\partial \psi(\varphi, i)}{\partial \varphi} \frac{\partial \varphi}{\partial t} + iR = -u(t). \quad (18)$$

Оскільки $\psi(i, \varphi)$ для постійних магнітів збудження не залежить від i , а φ і i є незалежними змінними, то рівняння (17) приймає вигляд

$$J_s \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} + \alpha \frac{\partial \varphi}{\partial t} + k\varphi - \frac{\partial}{\partial \varphi} \psi(i, \varphi) i = f(t)r_b - Mgr_b, \quad (19)$$

де J – момент інерції ротора, M – маса буя, $f(t)$ – сила Архімеда, що обумовлена витісненням буя в морській воді, J_s – сумарний момент інерції ротора і маси буя, k – еквівалентна жорсткість пружини;

$$J = \pi \rho_c (l_b r_b^4 + l_r r_r^4) / 2; J_s = M r_b^2 + J; k = 5 J_s \omega_w^2 r_b^2; \alpha = 4 \pi \mu_d r_b l_b (1 + r_b / 2 l_b), \quad (20)$$

μ_d – динамічна в'язкість морської води, l_b – довжина барабана редуктора.

Таким чином, із виразу векторного магнітного потенціалу (12) необхідно визначити потокозчеплення фаз і генеровану в них рухомими магнітами ротора напругу. Для обчислення потокозчеплення в (18), (19) і визначення електромагнітного моменту і збуджуваної магнітами в обмотках фаз електрорушійної сили скористаємося останнім рівнянням системи (1). Для цього проведемо зворотне перетворення (13) магнітного потенціалу (12) і проінтегруємо його по всіх витках кожної з фаз, функціональний опис просторового розподілу яких представляється множниками за відповідних фазних струмах i_A, i_B, i_C в (4) (підсумовування виконується по всіх $n \neq 0$).

$$e_A = -\frac{\partial}{\partial t} l \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{n1} w_A^* k_A / r_2, \quad e_B = -\frac{\partial}{\partial t} l \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{n1} w_B^* k_B / r_2, \quad e_C = -\frac{\partial}{\partial t} l \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{n1} w_C^* k_C / r_2, \quad (21)$$

де l – довжина осердя статора. Значком (*) позначено комплексно спряжене значення обмоткових коефіцієнтів. У другому доданку магнітного потенціалу (12) від часу залежать фазні струми, а в першому доданку згідно (5), (8) і рис. 2 тільки координата φ_r , яка по суті в (22) – (25) є узагальненою механічною координатою переміщення. Тому в подальшому індекс в φ_r будемо опускати. Тоді збуджувані постійними магнітами ЕРС в фазних обмотках дорівнюють

$$\begin{aligned} e_A &= -\frac{\partial \psi_A(\varphi, i)}{\partial t} = -\frac{\partial \psi_A(\varphi, i)}{\partial \varphi} \frac{\partial \varphi}{\partial t} = \frac{2\mu_0 I_0 h l j}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_r w_A^* k_A e^{jn\varphi_r(t)} \frac{r_1^n}{r_2^n (1 - r_1^{2n} / r_2^{2n})} \frac{\partial \varphi_r(t)}{\partial t}, \\ e_B &= -\frac{\partial \psi_B(\varphi, i)}{\partial t} = -\frac{\partial \psi_B(\varphi, i)}{\partial \varphi} \frac{\partial \varphi}{\partial t} = \frac{2\mu_0 I_0 h l j}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_r w_B^* k_B e^{jn\varphi_r(t)} \frac{r_1^n}{r_2^n (1 - r_1^{2n} / r_2^{2n})} \frac{\partial \varphi_r(t)}{\partial t}, \\ e_C &= -\frac{\partial \psi_C(\varphi, i)}{\partial t} = -\frac{\partial \psi_C(\varphi, i)}{\partial \varphi} \frac{\partial \varphi}{\partial t} = \frac{2\mu_0 I_0 h l j}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_r w_C^* k_C e^{jn\varphi_r(t)} \frac{r_1^n}{r_2^n (1 - r_1^{2n} / r_2^{2n})} \frac{\partial \varphi_r(t)}{\partial t}. \end{aligned} \quad (22)$$

Звідси згідно (22) окремі похідні по φ потокозчеплення фаз A, B, C дорівнюють

$$q_A = \frac{\partial \psi_A(\varphi, i)}{\partial \varphi} = \frac{2\mu_0 I_0 h l j}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_r w_A^* k_A e^{jn\varphi_r(t)} \frac{r_1^n}{r_2^n (1 - r_1^{2n} / r_2^{2n})},$$

$$q_B = \frac{\partial \psi_B(\varphi, i)}{\partial \varphi} = \frac{2\mu_0 I_0 h l j}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_r w_B^* k_B e^{jn\varphi_r(t)} \frac{r_1^n}{r_2^n (1 - r_1^{2n} / r_2^{2n})},$$

$$q_C = \frac{\partial \psi_C(\varphi, i)}{\partial \varphi} = \frac{2\mu_0 I_0 h l j}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_r w_C^* k_C e^{jn\varphi_r(t)} \frac{r_1^n}{r_2^n (1 - r_1^{2n} / r_2^{2n})}. \quad (23)$$

З огляду на те, що $d\psi(\varphi, i)/di$ є індуктивність контуру, то виконуючи диференціювання за струмом в (18) другого доданка магнітного потенціалу (12), так як від часу залежать тільки струми, знайдемо власні і взаємні індуктивності фазних обмоток

$$l_{AA} = \frac{\mu_0 w_A^2 l}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_A k_A^* \frac{(1+r_1^{2n}/r_2^{2n})}{n(1-r_1^{2n}/r_2^{2n})}, \quad l_{AB} = \frac{\mu_0 w_A w_B l}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_B k_A^* \frac{(1+r_1^{2n}/r_2^{2n})}{n(1-r_1^{2n}/r_2^{2n})},$$

$$l_{AC} = \frac{\mu_0 w_A w_C l}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_C k_A^* \frac{(1+r_1^{2n}/r_2^{2n})}{n(1-r_1^{2n}/r_2^{2n})}, \quad l_{BA} = \frac{\mu_0 w_A w_B l}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_A k_B^* \frac{(1+r_1^{2n}/r_2^{2n})}{n(1-r_1^{2n}/r_2^{2n})},$$

$$l_{BB} = \frac{\mu_0 w_B^2 l}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_B k_B^* \frac{(1+r_1^{2n}/r_2^{2n})}{n(1-r_1^{2n}/r_2^{2n})}, \quad l_{BC} = \frac{\mu_0 w_C w_B l}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_C k_B^* \frac{(1+r_1^{2n}/r_2^{2n})}{n(1-r_1^{2n}/r_2^{2n})}, \quad (24)$$

$$l_{CA} = \frac{\mu_0 w_A w_C l}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_A k_C^* \frac{(1+r_1^{2n}/r_2^{2n})}{n(1-r_1^{2n}/r_2^{2n})}, \quad l_{CB} = \frac{\mu_0 w_B w_C l}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_B k_C^* \frac{(1+r_1^{2n}/r_2^{2n})}{n(1-r_1^{2n}/r_2^{2n})},$$

$$l_{CC} = \frac{\mu_0 w_C^2 l}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} k_C k_C^* \frac{(1+r_1^{2n}/r_2^{2n})}{n(1-r_1^{2n}/r_2^{2n})}.$$

Індуктивності обмоток статора, обумовлені потоками пазового і лобового розсіювання, визначаються за відомими в теорії електричних машин формулами [7]

$$l_0 = 2\mu_0 \frac{w^2}{pq} (\lambda_n l + q\lambda_l l_l), \quad \lambda_n = \frac{h_1}{3b_n} + \frac{h_2}{b_n}, \quad \lambda_l = 0,47l_l - 0,3\tau,$$

де h_1 – глибина пазу, h_2 – висота клину, b_n – ширина пазу, λ_n – питома провідність пазу, λ_l – питома провідність лобових частин обмотки, l_l – довжина лобової частини обмотки. Позначимо індуктивність навантаження через l_i та активний опір через R_i , тоді для визначення фазних струмів і величини обертання ротора необхідно вирішити систему рівнянь Кірхгофа (18) спільно з рівнянням динамічної рівноваги механічної системи (19). В розрахунках індуктивність навантаження будемо приймати рівною нулю. Система рівнянь виглядає так:

$$\begin{cases} l_{AA} i_A' + l_{AB} i_B' + l_{AC} i_C' + i_A (R + R_i) + (l_0 + l_i) i_A' + e_A = 0 \\ l_{BA} i_A' + l_{BB} i_B' + l_{BC} i_C' + i_B (R + R_i) + (l_0 + l_i) i_B' + e_B = 0 \\ l_{CA} i_A' + l_{CB} i_B' + l_{CC} i_C' + i_C (R + R_i) + (l_0 + l_i) i_C' + e_C = 0 \\ J_s \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} + \alpha \frac{\partial \varphi}{\partial t} + k(\varphi - \varphi_p) - \text{Re}(q_A i_A + q_B i_B + q_C i_C) = f(t) r_b - Mgr_b \end{cases}, \quad (25)$$

з початковими за $t=0$ умовами: $\varphi=0$, $i_A=i_B=i_C=0$ і $d\varphi/dt=0$. Тут $f(t) = \rho_e g (w - \varphi r_b) s_b$, де s_b – площа перетину поплавка (буя), ρ_e – щільність морської води, g – прискорення вільного падіння.

Сили початкового натягу пружини і ваги буя вважаються врівноваженими в початковому зануренні буя $k\varphi_p = Mgr_b$, і при цьому початок фазної зони фази А статора співпадає з початком фазної зони постійних магнітів ротора. Рішення системи (25) здійснюється чисельними методами, в результаті чого визначаються часові залежності $\varphi(t), \varphi'(t), i_A(t), i_B(t), i_C(t)$.

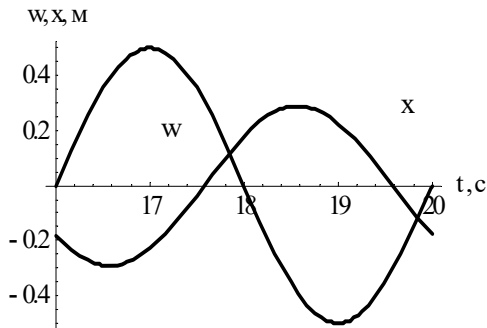


Рис. 3

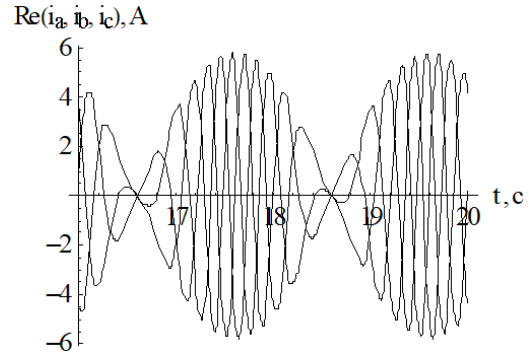


Рис. 4

Розглянемо, як приклад, генератор з такими конструктивними параметрами:

$$a = 0,5 \text{ м}; p = 3; q = 2; l = 1 \text{ м}; s_k = 50; h_1 = 0,025 \text{ м}; b_n = 0,01 \text{ м}; h_2 = 0 \text{ м}; M = 200 \text{ кг};$$

$$g = 9,8 \text{ м/с}^2; \rho_e = 1020 \text{ кг/м}^3; s_b = 2 \text{ м}^2; T_w = 4 \text{ с}; R = 2,5 \text{ Ом}; R_i = 50 \text{ Ом};$$

$$h = 0,004 \text{ м}; d = 0,005 \text{ м}; \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}; I_0 = 9 \cdot 10^7 \text{ А/м}; \rho_c = 7800 \text{ кг/м}^3;$$

$$l_l = 1,7\tau; r_b = 0,5a / 2\pi; l_b = 0,01 \text{ м}; l_r = 1 \text{ м}; \mu_d = 0,001 \text{ нс/м}^2; r_r = 4r_b; k = J_s \omega b^2 5 r b^2$$

На рис. 3 наведено характер коливання хвилі w і криву $x = \varphi_r r_b$ руху ротора магнітоелектричного генератора енергії за цих параметрах, а на рис. 4 – залежність від часу сукупності реальних частин фазних струмів статорної обмотки генератора. Усереднена за період потужність генератора для заданого конструктивного виконання становить

$$P = \frac{r_i}{T_w} \int_t^{t+T_w} (i_A i_A + i_B i_B + i_C i_C) dt = 671 \text{ Вт}, \quad (26)$$

а середнє значення напруги, пропорційне величині струмів (рис. 4), оскільки реактивність навантаження вважалася рівною нулю, складає

$$U = \frac{r_i}{T_w} \int_t^{t+T_w} \text{Abs}(i_A) dt = 61 \text{ В}. \quad (27)$$

Якщо барабан редуктора виконати з двох половин, одна з яких безпосередньо з'єднана з ротором генератора а друга – з пружиною і тросом буя, а зв'язок між ними виконати у вигляді храпового механізму, як це робиться в лебідках або в механічних годинниках під час заводу пружини, то у разі перевищення швидкості руху буя над лінійною швидкістю барабана, пов'язаного з ротором генератора, можливо забезпечити одностороннє обертання ротора, і таким чином перевести роботу генератора до традиційного режиму. Час зчеплення між напівбарабанами визначається залежністю

$$s1 = \theta(\partial w(t) / \partial t - \partial \varphi(t) / \partial t r_b) 1000,$$

а діючий на барабан механічний момент дорівнює

$$M1 = f(t) r_b \theta(\partial w(t) / \partial t - \partial \varphi(t) / \partial t r_b), \quad (28)$$

де $\theta(z)$ – одинична узагальнена функція, яка дорівнює нулю за $z < 0$ і одиниці – за $z > 0$.

Оскільки Архімедова сила виштовхування буя пропорційна $f(t) \equiv (w(t) - \varphi(t)r_b)$, час зчеплення напівбарабанів – похідній $\partial(w(t) - \varphi(t)r_b) / \partial t$, а швидкість руху буя приблизно на півперіоду випереджає дію Архімедової сили, то на момент зчеплення напівбарабанів, коли швидкість руху буя перевищує швидкість обертання ротора генератора, на

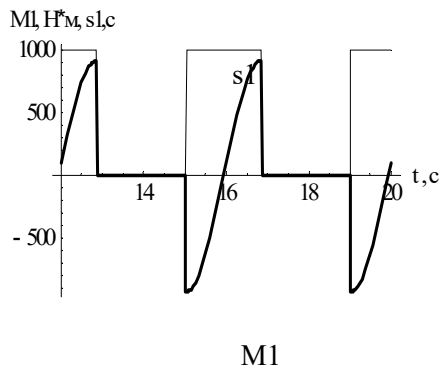


Рис. 5

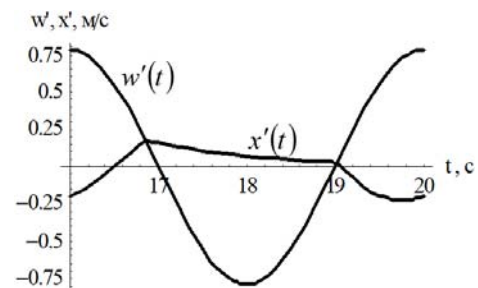


Рис. 6

барабан діє від'ємний момент, наприклад, з 15 до 16 секунди або з 19 до 20 секунди (рис. 5). При цьому швидкість обертання ротора знижується і навіть сягає від'ємних значень, та лише з 16 до 17 с (рис. 5) на ротор діє позитивний момент, і швидкість обертання ротора зростає до позитивних значень (рис. 6). За час відсутності зчеплення напівбарабанів з 17 до 19 с генерування електроенергії відбувається за рахунок набутої ротором кінетичної енергії, і швидкість обертання ротора генератора поступово знижується.

Re(i_a, i_b, i_c), A

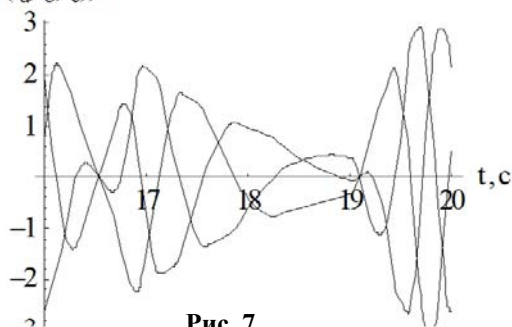


Рис. 7

Часову залежність сукупності реальних величин фазних струмів статорної обмотки генератора наведено на рис. 7. Поступове зниження фазних струмів з 17 до 19 с обумовлено зниженням швидкості обертання ротора генератора (рис. 6), а незначна величина струмів – малою величиною швидкості обертання ротора. При цьому зменшується також потужність ($P=105$ Вт) і напруга ($V=22$ В) генератора. Таким чином, використання храпового механізму для реалізації одностороннього руху ротора генератора можна вважати недоцільним.

Висновки. Розроблено аналітичний метод розрахунку електромагнітних процесів і енергетичних показників циліндричних магнітоелектричних генераторів довільних розмірів з врахуванням реального характеру руху ротора для перетворення енергії морських хвиль в електричну енергію. Застосування циліндричних генераторів з редуктором дає змогу розширити діапазон використання робочих амплітуд хвиль. Енергетичні показники циліндричних магнітоелектричних генераторів для перетворення енергії морських хвиль з врахуванням реального характеру руху ротора значно нижчі енергетичних показників хвильової енергії. В зв'язку з низькими енергетичними показниками використання храпового механізму для реалізації одностороннього руху ротора генератора вважається недоцільним.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розробити засоби підвищення ефективності систем електромеханічного перетворення енергії традиційними та відновлювальними джерелами» («Агрегат-2»), що виконується за відомчою тематикою НАН України. Державний реєстраційний номер 0119U001214 (КПК ВК 6541030).

1. Савченко Г.Ю. Оценка энергетических параметров волновой поплавковой электростанции. *Прикладна гідромеханіка*. 2016. Т. 18. № 2. С. 58-63.
2. Кондратенко І.П., Ращепкін А.П., Ващишин Д.Д. Динамічна модель лінійного генератора з постійними магнітами для перетворення енергії хвиль. *Техн. електродинаміка*. 2012. № 2. С.113-114.

3. Omar Farrok, Koushik Ahmed, Abdirazak Dahir Tahlil, Mohamud Mohamed Farah, Mahbubur Rahman Kiran, Md. Rabiul Islam. Electrical Power Generation from the Oceanic Wave for Sustainable Advancement in Renewable Energy. *Technologies Sustainability*. 2020. Vol. 12(6). Pp. 1-23. DOI: <https://doi.org/10.3390/su12062178>
4. Тамм И.Е. Основы теории электричества. М.: Наука, 1976. 616 с.
5. Гахов Ф.Д., Черский Ю.И. Уравнения типа свертки. М.: Наука, 1978. 292 с.
6. Уайд Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. М-Л.: Энергия, 1964. 528 с.
7. Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. Ч. 2: Машины переменного тока. Л.: Энергия, 1973. 648 с.

MAGNETO-ELECTRIC ENERGY CONVERTER OF SEA WAVES

A.P. Raschepkin, I.P. Kondratenko, A.N. Karlov, R.S. Kryshchuk

Institute of Electrodynamics,

National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy av., 56, Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: anatoly_raschepkin@ukr.net ; dep7ied@ukr.net ; lexa.k.ua@gmail.com ; kr@nas.gov.ua

To convert the energy of sea waves, the use of cylindrical (with a radial magnetic flux) three-phase magnetolectric generators with a permanent magnet rotor using a mechanical gearbox to increase the rotor speed is considered. Given the real rotor motion, a mathematical model has been developed to calculate the distribution of magnetic fields in the gap of the generator, and functional dependences of the flux linkage of the winding and the electromagnetic moment of the generator on its design and the parameters of permanent magnets have been obtained. For the adopted design, the electromagnetic moment, the distribution of phase currents in the windings, the power and voltage of the generator are determined. A comparison is made of the energy performance of generators with a traditional float drive and using a ratchet to ensure one-sided rotation of the rotor. The expediency of using a ratchet generator to convert the energy of sea waves is considered. References 6, figures 7.

Key words: wave energy conversion, cylindrical magnetolectric generator, energy indicators, use of gear.

1. Savchenko G.Yu. Assessment of energy parameters of a wave float power station. *Prykladna hidromekhanika*. 2016. Vol. 18. No 2. Pp. 58 - 63. (Rus)
2. Kondratenko I.P., Raschepkin A.P., Vashchishin D.D. A dynamic model of a linear permanent magnet generator for converting wave energy. *Tekhnichna electrodynamika*. 2012. No 2. Pp. 113-114 (Ukr).
3. Omar Farrok, Koushik Ahmed, Abdirazak Dahir Tahlil, Mohamud Mohamed Farah, Mahbubur Rahman Kiran, Md. Rabiul Islam. Electrical Power Generation from the Oceanic Wave for Sustainable Advancement in Renewable Energy. *Technologies Sustainability*. 2020 Vol. 12(6). Pp. 1-23. DOI: <https://doi.org/10.3390/su12062178>
4. Tamm I.E. Theory of electricity. Moscow: Nauka, 1976. 616 p. (Rus)
5. Gakhov F.D., Chersky Yu.I. Convolution type equations. Moskva: Nauka, 1978. 292 p. (Rus)
6. White D., Woodson G. Electromechanical energy conversion. Moskva-Leningrad: Energiia, 1964. 528 p. (Rus)
7. Kostenko M.P., Piotrovskii L.N. Electric machines. Part 2: AC machines. Leningrad: Energiia, 1973. 648 p. (Rus)

Надійшла 10.07.2020

Остаточний варіант 22.02.2021

МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ ЕНЕРГОПЕРЕТВОРЕННЯ В СИСТЕМІ РЕКУПЕРАЦІЇ ЕНЕРГІЇ КОЛИВАНЬ ШАСІ ТРАНСПОРТНИХ ЗАСОБІВ

Ю.М. Васьковський*, докт. техн. наук, **М.В. Пода****
НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.
E-mail: vun157@gmail.com, poda.mv@gmail.com

Представлено комплексну математичну модель системи рекуперації енергії механічних коливань транспортних засобів, що рухаються в складних дорожніх умовах. Зазначена система є додатковою системою електроживлення, яка розширює функціональні можливості сучасних транспортних засобів. Математична модель враховує усю сукупність процесів поетапного перетворення енергії механічних коливань в наступній послідовності: механічна енергія зворотно-поступального коливального руху шасі транспортного засобу – механічна енергія обертального руху валу електрогенератора – електрична енергія змінного струму електрогенератора – електрична енергія постійного струму акумуляторної батареї. Досліджено режими роботи системи, що забезпечують ефективні процеси зарядки акумуляторної батареї. На конкретному прикладі системи наведено дані щодо часу заряджання акумуляторної батареї вантажного автомобіля. Бібл. 9, рис. 7.

Ключові слова: система рекуперації енергії, шасі транспортного засобу, синхронний генератор з постійними магнітами, акумуляторна батарея.

Постановка задачі. Розрахункові оцінки та досвід експлуатації важких транспортних засобів (ТЗ) свідчить, що у разі руху ТЗ в складних дорожніх умовах за наявності дорожніх перешкод витрати палива на 1 км дистанції руху, а значить і втрати енергії приводного двигуна, збільшуються на 50...70%, а швидкість руху ТЗ зменшується на 35...40% [1]. Ці втрати енергії зазвичай поглинаються ресорами і амортизаторами під час механічних коливань шасі ТЗ. За умови створення відповідних технічних систем частина цих втрат може бути перетворена в корисні запаси електроенергії акумуляторної батареї (АБ) з її подальшим цільовим використанням. З огляду на рівень зазначених втрат енергії первинного енергоносія, значну кількість важких ТЗ сумарний енергозберігаючий ефект від впровадження таких систем може бути суттєвим, що підкреслює актуальність їхнього створення. Актуальність підсилюється також необхідністю розширення функціональних можливостей сучасних спеціальних ТЗ шляхом використання на їхньому борту нових пристроїв і систем, для роботи яких необхідні додаткові джерела електроживлення. В перспективі використання таких систем може бути актуальним і в електромобілях, які отримують додаткове джерело заряджання тягової АБ під час руху.

Однією з таких є система *електромеханічного перетворення (рекуперації) енергії механічних коливань* (СПЕМК) шасі ТЗ [2]. Принцип побудови СПЕМК ґрунтується на поетапному перетворенні механічної енергії коливань шасі рухомого ТЗ в електричну енергію постійного струму зарядженої АБ. При цьому використовуються коливання у вертикальній площині під час руху ТЗ по нерівній дорозі підресореної маси (ПМ) (кузов, вантаж та ін.) ТЗ відносно його непідресореної маси (НПМ) (кола, шини, гальмівні барабани та ін.).

Ідея створення СПЕМК уперше була реалізована в системах електромагнітної активної підвіски ТЗ – Active Suspension (AS) [3-7]. Системи AS, побудовані на основі електромеханічних компонент, замінюють традиційні амортизатори шасі ТЗ і призначені для зменшення коливань шасі ТЗ та забезпечення комфортних умов руху. У даний час системи AS для легкових ТЗ, у тому числі і для електромобілів, розробляють і впроваджують провідні автомобілебудівні компанії світу – Audi, Ford, Toyota тощо [3, 4 і інш.]. СПЕМК в складі AS використовується як підсистема рекуперації енергії, головним призначенням якої є зменшення значних витрат електроенергії на функціонування потужної AS. При цьому за результатами досліджень відмічається, що доступна для рекуперації енергія під час роботи СПЕМК у порівнянні з енергією рекуперативного гальмування ТЗ на нерівному дорожньому покритті сягає 70% і

більше [9]. Відомі і спеціалізовані відокремлені варіанти СПЕМК. Наприклад, компанія Audi розробила СПЕМК під назвою eROT для використання в легковому автомобілі, потужність якої, коливається від 3 Вт на рівному асфальті до 613 Вт на поганому дорожньому покритті [3]. Наукові дослідження і розробки таких систем проводяться в країнах ЕС, США, Китаї, РФ [5].

Найбільш доцільною сферою використання відокремлених СПЕМК можуть бути важкі і спеціальні ТЗ, які за своїм призначенням часто рухаються в складних дорожніх умовах. В таких випадках СПЕМК формує на борту ТЗ додаткове джерело електроживлення, але при цьому майже не виконує функції амортизатора, оскільки її стабілізуючий електромагнітний момент у порівнянні з інерційним моментом шасі ТЗ є малим. У важких ТЗ СПЕМК повинна працювати спільно зі штатними ресорами і амортизаторами. Очевидно, що СПЕМК може повернути в АБ лише частку енергії, що втрачається під час коливань шасі ТЗ. У разі використання СПЕМК необхідно приймати до уваги існуючу систему електроживлення на борту ТЗ. Якщо в складі ТЗ є електрогенератор, який під час руху ТЗ заряджає штатну АБ, то для СПЕМК потрібна додаткова АБ меншої ємності, енергія якої використовується для живлення бортових систем.

Структуру СПЕМК зображено на рис.1. Вона складається з наступних основних елементів: механічний пристрій для перетворення зворотно-поступального руху шасі в одно напрямлений обертовий рух вихідного валу такого пристрою; мультиплікатор, який збільшує частоту обертання вихідного валу для забезпечення ефективних режимів електромеханічного перетворення енергії; електрогенератор змінного струму, що з'єднується з мультиплікатором; випрямляч; LC-фільтр і АБ. Поетапне перетворення енергії в СПЕМК відбувається в наступній послідовності: механічна енергія зворотно-поступального руху ПМ ТЗ – механічна енергія одно направленного обертового руху механічного перетворювача і ротора електрогенератора – електрична енергія змінного струму обмотки статора електрогенератора – електрична енергія постійного струму АБ.

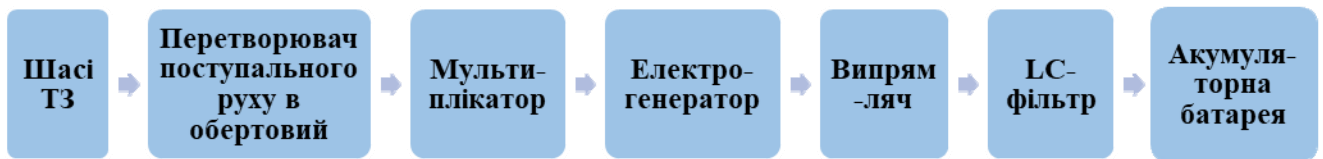


Рис. 1

З огляду на значну масу ПМ важких ТЗ і доступні енергетичні характеристики СПЕМК шасі для СПЕМК можна вважати джерелом нескінченної механічної потужності. При цьому основна задача проектування ефективної СПЕМК полягає у виборі оптимальних параметрів її елементів, які з урахуванням усіх обмежень забезпечують максимальний відбір енергії з цього джерела. СПЕМК є системою з великою кількістю варіюваних параметрів, визначення оптимальної сукупності якої являє складну пошукову задачу. Будь-яка неузгодженість параметрів окремих вузлів СПЕМК зводить нанівець її ефективність у цілому. Очевидним є також суттєвий вплив дорожніх умов – профілю дороги, по якій рухається ТЗ. Тому важливою умовою створення ефективних СПЕМК є розробка відповідного інструментарію для моделювання процесів в СПЕМК. Таким чином розробка комплексної математичної моделі, яка базується на міждисциплінарних принципах взаємодії фізичних процесів різної природи є актуальним завданням, вирішення якого конче необхідно для подальших успішних розробок СПЕМК.

Метою статті є розробка комплексної математичної моделі СПЕМК, яка дає змогу проаналізувати усю сукупність фізичних процесів перетворення енергії, та оцінка на її основі ефективності функціонування СПЕМК.

Математична модель СПЕМК. Математична модель (ММ) складається з сукупності диференціальних рівнянь, математичних виразів і співвідношень, які описують фізичні процеси перетворення механічної енергії коливань шасі ТЗ в електричну енергію зарядженої АБ.

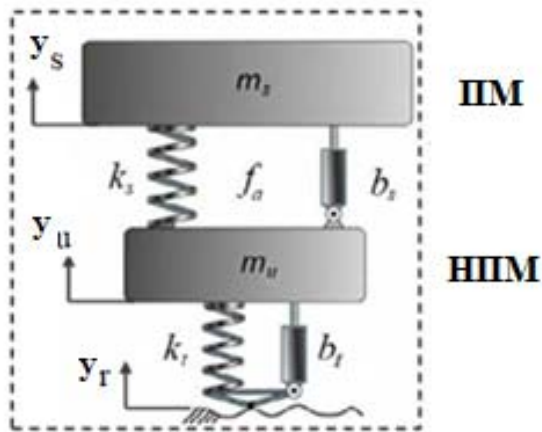


Рис. 2

ТЗ. В загальному випадку з урахуванням пружних властивостей шин коліс ТЗ коливальну систему шасі потрібно розглядати як двомасову коливальну систему, що показана на рис. 2.

Система рівнянь коливального руху шасі ТЗ з одним (вертикальним) ступенем вільності руху є

$$m_s \frac{d^2 y_s}{dt^2} = -b_s \left(\frac{dy_s}{dt} - \frac{dy_u}{dt} \right) - k_s (y_s - y_u) + f_a, \quad m_u \frac{d^2 y_u}{dt^2} = -b_s \left(\frac{dy_s}{dt} - \frac{dy_u}{dt} \right) - k_s (y_s - y_u) + f_a + b_t \left(\frac{dy_r}{dt} - \frac{dy_u}{dt} \right) + k_t (y_r - y_u), \quad (1)$$

де m_s, m_u – відповідно маси підресореної і непідресореної частин ТЗ; y_s, y_u, y_r – вертикальні координати (переміщення) ПМ, НПМ і профіля дороги; k_s, k_t – коефіцієнти жорсткості ПМ і НПМ (колеса); b_s, b_t – коефіцієнти демпфірування коливань ПМ і НПМ (колеса); f_a – зовнішня сила, яка впливає на коливальний процес. Під час розгляду вільних коливань зовнішня прикладена до шасі сила дорівнює нулю $f_a = 0$. Невідомими (шуканими) функціями в системі рівнянь (1) є функції $y_s(t), y_u(t)$, які описують вертикальні переміщення ПМ і НПМ, а функція $y_r(t)$, що характеризує зміну профілю дороги у часі, задається з урахуванням дорожніх умов і швидкості руху ТЗ.

В ряді важливих випадків колесо можна вважати абсолютно жорстким тілом. У таких випадках траєкторія руху колеса повторює профіль дороги і тому можна вважати, що $y_u = y_r$. При цьому необхідно розглядати коливання лише підресореної маси ТЗ, а коливальну систему можна розглядати як одномасову. У таких випадках система рівнянь (1) має одне рівняння

$$m_s \frac{d^2 y_s}{dt^2} + b_s \frac{dy_s}{dt} + k_s y_s = b_s \frac{dy_r}{dt} + k_s y_r \quad \text{або} \quad \frac{d^2 y_s}{dt^2} + 2\beta \frac{dy_s}{dt} + \omega_0^2 y_s = 2\beta \frac{dy_r}{dt} + \omega_0^2 y_r \quad (2)$$

де $\omega_0 = \sqrt{k_s / m_s}$ – частота власних коливань ПМ, $\beta = b_s / 2m_s$ – коефіцієнт затухання коливань. Якщо після проходження дорожньої перешкоди, яка викликала відхилення ПМ від положення рівноваги на величину H , надалі ТЗ рухається по рівній дорозі ($y_r = 0$ і $dy_r/dt = 0$), то рівняння вільних затухаючих коливань набуває виду

$$\frac{d^2 y_s}{dt^2} + 2\beta \frac{dy_s}{dt} + \omega_0^2 y_s = 0. \quad (3)$$

Розв'язок рівняння (3) для координати ПМ і вираз для швидкості вертикальних коливань як функції часу мають наступний вигляд:

$$y_s(t) = He^{-\beta t} \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (4)$$

$$v_s(t) = dy_s/dt = He^{-\beta t} [\omega_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \beta \sin(\omega_0 t + \varphi_0)], \quad (5)$$

де $\varphi_0 = \arctg(\omega_0 / \beta)$ – початкова фаза коливань, яка визначається з початкової умови $v_s(0) = 0$.

Вхідною функцією (функцією збурення) в ММ є задана функція профілю дороги, по якій з заданою швидкістю рухається ТЗ. Зазвичай перешкодами на дорозі є локальні заглиблення (ямки) або підйоми (горбики). Вихідною величиною, яка характеризує ефективність функціонування СПЕМК за заданих дорожніх умов, є час безперервного руху ТЗ до повного заряду АБ заданої ємності. ММ містить ряд величин, які пов'язані між собою в рівняннях складових СПЕМК.

Математична модель коливань шасі ТЗ. Під час подолання транспортним засобом дорожньої перешкоди відбуваються затухаючі вертикальні коливання шасі ТЗ, причому затухаючий характер коливань забезпечується амортизаторами і ресорами шасі

Функція профілю дороги. Коливання шасі ТЗ відбуваються внаслідок нерівного профілю дороги. Характеристики профілю визначають амплітуду імпульсів коливань, причому кожна нерівність дороги може спричинити серію коливань, які збуджуються послідовно через кожне колесо різних колісних пар. Від швидкості руху ТЗ залежить частота імпульсів, ці імпульси можуть посилювати або послаблювати коливальний процес. Очевидно, що кількість варіантів профілю дороги та умов руху по ній ТЗ є надзвичайно великими, і моделювання СПЕМК за випадковим профілем дороги є малоінформативним, важко піддається узагальненню і тому є недоцільним.

Задля проведення детермінованого аналізу коливань шасі ТЗ введемо *узагальнену функцію* профілю дороги з обмеженою кількістю параметрів. Профіль дороги має метричну міру, але під час моделювання динамічних процесів СПЕМК потрібно задати функцію збурення коливань шасі як функцію часу. Така функція показана на рис. 3 і складається з сукупності періодичних імпульсів, які

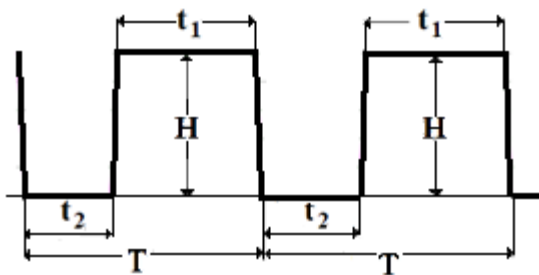


Рис. 3

мають однакову амплітуду H і повторюються з періодом T . Імпульси імітують форму перешкод на дорозі і мають форму трапеції з крутим фронтом, причому верхня сторона трапеції дорівнює t_1 (с), а нижня $T - t_2$ (с), де t_2 – час (пауза) між двома суміжними імпульсами. Згідно з такою функцією ТЗ долає крутий підйом висотою H , по якому рухається протягом часу t_1 , потім спускається вниз (в ямку), по якій рухається протягом часу t_2 і надалі цей процес періодично повторюється. Ці відрізки часу пов'язані з довжиною перешкод і швидкістю V руху ТЗ: $t_1 = L_1/V$, $t_2 = L_2/V$, де L_1, L_2 – довжини горбика і ямки.

Іншим варіантом завдання профілю дороги є синусоїдний профіль з перепадом висоти H і довжиною хвилі нерівності L . Найбільш близький до синусоїдного профілю мають найжджені ґрунтові дороги. Висота нерівності на цих дорогах коливається в межах 20 ... 200 мм, а довжина хвилі нерівності – 0,5 ... 13,0 м. Координата y_r такого профілю дороги в залежності від горизонтальної координати x описується виразом

$$y_r(x) = 0,5H \sin(2\pi x / L). \quad (6)$$

Математична модель механічного перетворювача зворотного-поступального руху в однонаправлений обертовий рух. Механічний перетворювач поступального руху шасі ТЗ в однонаправлений обертовий рух ротора електрогенератора (МППО) є надважливим елементом СПЕМК, оскільки саме він “відбирає” механічну енергію від шасі ТЗ для подальшого її перетворення. На рис. 4 схематично зображено кінематичну схему МППО, побудованого на основі храпового механізму, аналіз якої дає змогу визначити його оптимальні геометричні параметри. Система координат XY розташована так, що її вісь OX співпадає з віссю колісної пари ТЗ в стані спокою (за відсутності коливань шасі), а вісь OY проходить через кінець штока CM , який має довжину l і з'єднує МППО з НПМ. МППО кріпиться до ПМ, причому вісь центра обертання рукоятки МППО зміщена по відношенню до системи координат на величини x_0 і y_0 . Під час коливань шасі ТЗ шток l зміщується разом з НПМ відносно точки K центра обертання рукоятки на величину y_s , повертаючи при цьому за допомогою шарнірних з'єднань рукоятку MK , яка має радіус R , і відбувається перетворення поступального руху ПМ в обертовий рух вихідного валу МППО.

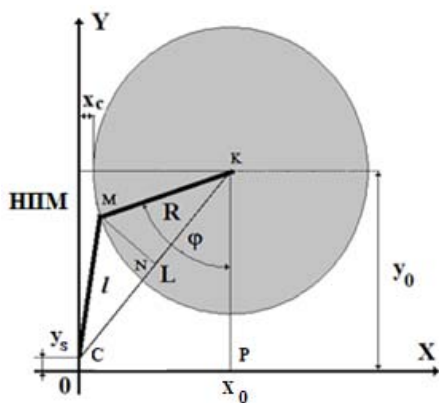


Рис. 4

Задля запобігання зміни напрямку обертання валу у разі переміщення ПМ в зворотному напрямку в рукоятку вбудовано храповий механізм, який передає обертовий момент тільки в одному напрямку. Кут φ вимірюється між поточним положенням рукоятки і вертикальним відрізком KP . На рис. 4 позначено також: $L(y_s)$ – відстань від центру обертання рукоятки до місця з'єднання

штока з НПМ, яка залежить від поточного зміщення y_s ; x_c – мінімальна відстань від крайньої точки кругової траєкторії обертання рукоятки до осі Y. Очевидно, що $x_0 = x_c + R$, причому x_c вибирається, виходячи з конструктивних чинників. Згідно з зазначеною схемою знаходимо: сторону $L = \sqrt{(y_0 - y_s)^2 + (x_c + R)^2}$; напівпериметр і висоту трикутника КМС $p = (L + R + l) / 2$; $h = 2\sqrt{p(p-L)(p-R)(p-l)} / L$; катет KL трикутника KML $L_{\pi} = \sqrt{R^2 - h^2}$. Далі знаходимо кут відхилення рукоятки від вертикальної лінії КР

$$\varphi(y_r) = \left[\arccos\left(\frac{y_0 - y_s}{L}\right) + \arccos\left(\frac{L_{\pi}}{R}\right) \right]. \quad (7)$$

Кутова швидкість обертання вихідного валу МППО визначається похідною по часу кута повороту рукоятки МППО $\omega_{in}(t) = d\Delta\varphi(t) / dt$, де $\Delta\varphi(t) = \varphi(y_s(t)) - \varphi(0)$. Як видно з формули (7) кут $\Delta\varphi$ залежить від геометричних параметрів R, l, y_0, x_c , що вимагає їхнього оптимального вибору з урахуванням передбачуваної амплітуди вертикальних коливань шасі ТЗ. Кутова швидкість обертання валу ротора генератора з урахуванням наявності мультиплікатора

$$\omega_{out}(t) = \omega_{in}(t) \cdot z_{out} / z_{in} = [d\Delta\varphi(t) / dt] \cdot z_{out} / z_{in}, \quad (8)$$

де $\omega_{in}(t), \omega_{out}(t)$ – вхідна та вихідна миттєві кутові швидкості мультиплікатора; z_{out}, z_{in} – кількість зубців вихідного і вхідного коліс мультиплікатора. Дія храпового механізму полягає у тому, що вихідна кутова швидкість обертання валу збільшується лише у разі зростання кута повороту рукоятки, але за умови, що вона перевищує швидкість, яка була отримана під час попереднього коливання. В інших випадках ротор здійснює затухаючий обертовий рух під впливом гальмівного електромагнітного моменту генератора. Це відображається наступними виразами:

$$\omega_{out}(t) = \begin{cases} \text{формула(8), якщо } d\Delta\varphi(t) / dt > 0 \text{ і } \omega_{max} - (\int M_{EM} dt) / J > 0 \\ \text{інакше } \omega_{max} - (\int M_{EM} dt) / J \end{cases}, \quad (9)$$

де ω_{max} – максимальна кутова частота обертання, отримана ротором під час попереднього коливання; J – сумарний момент інерції ротора генератора, мультиплікатора і механічного перетворювача; M_{EM} – гальмівний електромагнітний момент генератора.

Механічна енергія, яка передається на вал генератора за одне коливання шасі ТЗ, дорівнює

$$W_{MEX} = M_{MEX} \Delta\varphi_{max} = F_{MEX} R \Delta\varphi_{max}, \quad (10)$$

де $\Delta\varphi_{max}$ – максимальний кут повороту рукоятки. Якщо вважати, що сила F_{MEX} , яка тисне на шток, залежить лише від масово-пружних характеристик шасі ТЗ і не залежить від параметрів МППО, то найбільша енергія передається за максимумом геометричної характеристики $(R\Delta\varphi)_{max}$.

Математична модель електрогенератора. Важливим елементом СПЕМК є електрогенератор. Найбільш оптимальним типом електрогенератора в складі СПЕМК є трифазний синхронний генератор зі збудженням від постійних магнітів (СППМ). Використання постійних магнітів як джерела магнітного потоку є оптимальним рішенням з урахуванням особливостей функціонування СПЕМК, а також ряду інших переваг генераторів такого типу (відсутність електричних втрат в роторі, відсутність рухомого електричного контакту і ін.). Механічний момент, що приводить СППМ в обертання, має змінний характер, і генератор не має усталеного режиму роботи – завжди працює в перехідних режимах зі змінною частотою обертання валу. В системі координат статора рівняння фаз обмотки статора і рівняння руху ротора записуються в загальному вигляді

$$u_k = i_k R_s + d\Psi_k / dt, (k = a, b, c); J \cdot d\omega_{out} / dt = M_{зоб} - M_{EM} - M_{мер}, \quad (11)$$

де $\Psi_a = L_a i_a + M_{ab} i_b + M_{ac} i_c + \Psi_{\mu a}$, $\Psi_b = M_{ba} i_a + L_b i_b + M_{bc} i_c + \Psi_{\mu b}$, $\Psi_c = M_{ca} i_a + M_{cb} i_b + L_c i_c + \Psi_{\mu c}$ – повні магнітні потокозчеплення фаз обмотки статора; L_a, L_b, L_c – власні індуктивності фаз статора; $M_{ab} = M_{ba}, M_{ac} = M_{ca}; M_{bc} = M_{cb}$ – взаємні індуктивності між фазами; $\Psi_{\mu a}, \Psi_{\mu b}, \Psi_{\mu c}$ – магнітні потокозчеплення фаз статора з магнітним потоком постійних магнітів; R_s – активний опір фази статора; J – су-

марний момент інерції ротора СГПМ; $M_{зов}$ – зовнішній механічний момент, який спричиняє рух ротора генератора, M_{EM} – гальмівний електромагнітний момент, $M_{мер}$ – гальмівний момент, обумовлений тертям. На відміну від традиційних СГПМ для генератора, що працює в складі СПЕМК, не висувається вимога щодо синусного розподілу магнітної індукції у повітряному проміжку. Тому ЕРС і струми статора не обов'язково мають змінюватися у часі за синусоїдним законом, оскільки навантаженням СГПМ в складі СПЕМК є випрямляч і надалі АБ. Критерієм вибору параметрів постійних магнітів СГПМ є *максимальна величина діючого значення* ЕРС обмотки статора. В роботі [8] показано, що оптимальна форма ЕРС наближена до трапецеїдальної. Для такого випадку за умови, що усі фази статора мають однакову індуктивність, яка не залежить від положення ротора, фази статора з'єднані в зірку, система рівнянь у формі Коші записується так

$$di_a/dt = -i_a R_s + [2u_{ab} + u_{bc} + \Psi_\mu p \omega_{out} (k_b + k_c - 2k_a)] / L_s, \quad (12)$$

$$di_b/dt = -i_b R_s + [2u_{bc} - u_{ab} + \Psi_\mu p \omega_{out} (k_a + k_c - 2k_b)] / L_s, \quad (13)$$

$$di_c/dt = -(di_a/dt + di_b/dt), \quad (14)$$

$$J \cdot d\omega_{out}/dt = M_{зов} - M_{EM} - M_{мер}, \quad \theta = \int \omega_{out} dt, \quad (15)$$

$$M_{EM} = \Psi_\mu p (i_a k_a + i_b k_b + i_c k_c), \quad (16)$$

де L_s – індуктивність фази обмотки статора; Ψ_μ – магнітний потік постійних магнітів на один полюс, який визначається через розрахунок магнітного поля СГПМ за допомогою польової математичної моделі [9]; θ – кут повороту ротора; k_a, k_b, k_c – безрозмірні коефіцієнти, які відображають залежності

ЕРС фаз статора від кута θ , змінюються в діапазоні $(-1 \dots 1)$ і показані на рис. 5.

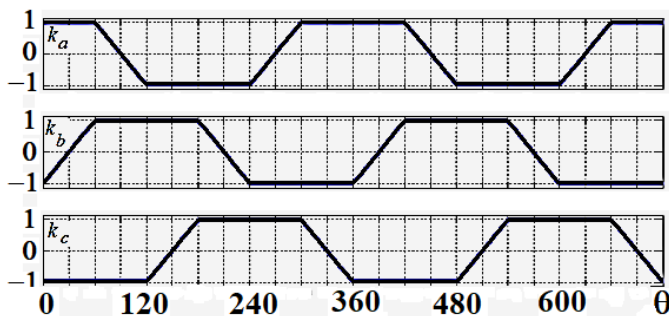


Рис. 5

Вхідною величиною під час корисного руху ПМ вниз є задана функція частоти обертання ротора $\omega_{out}(t)$, яка формується на виході механічного МППО. При цьому розв'язуються лише рівняння фаз обмотки статора (12) – (14) за заданої функції $\omega_{out}(t)$. Під час зворотного руху ПМ вверх МППО і вал генератора роз'єднуються, і генератор здійснює затухаючий рух під дією власного електромагнітного моменту.

Чисельний розв'язок системи (12) – (16) виконано з використанням блоку “Permanent Magnet Synchronous Machine” в програмі Matlab-Simulink, який реалізує модель трифазної синхронної машини з постійними магнітами і трапецеїподібною формою ЕРС обмотки якоря.

Випрямляч. Електричним навантаженням СГПМ є виконаний по схемі “зірка Ларіонова” некерований (на діодах) випрямляч, який реалізується в програмі Matlab-Simulink стандартним блоком “Universal Bridge”.

Акумуляторна батарея. Розглядається модель заряду літій-іонного акумулятора, яка реалізується в програмі Matlab-Simulink стандартним блоком “Battery”.

Представлена комплексна математична модель описує усю сукупність фізичних процесів перетворення енергії в СПЕМК і реалізована в програмі Matlab-Simulink.

Результати досліджень. Показником ефективності функціонування СПЕМК є час, потрібний для повного зарядження АБ заданої ємності. Цей час залежить від великої кількості параметрів вузлів, що входять до складу коливальної системи шасі ТЗ і до складу СПЕМК (МППО, СГПМ тощо), а також від наявних дорожніх умов – профілю дороги, по якій рухається ТЗ, і швидкості руху ТЗ.

На рис. 6 показано розрахункові осцилограми, що відображають фізичні процеси в СПЕМК на прикладі вантажного ТЗ, яка має наступні основні параметри. Параметри шасі:

$m_s = 16000 \text{ кг}$; $m_u = 500 \text{ кг}$; $k_s = 1,2 \cdot 10^5 \text{ н/м}$; $k_t = 4 \cdot 10^5 \text{ н/м}$; $b_s = 15 \cdot 10^3 \text{ н}\cdot\text{с/м}$; $b_t = 2,02 \cdot 10^3 \text{ н}\cdot\text{с/м}$.
 Параметри МППО: $R = 15 \text{ см}$, $l = 16 \text{ см}$, $y_0 = 14 \text{ см}$, $x_c = 1 \text{ см}$. Параметри СГПМ: розрахункова потужність 400 Вт ; число пар полюсів $p = 5$; $R_s = 0,469 \text{ Ом}$; $L_s = 0,00136 \text{ Гн}$; $\Psi_\mu = 0,08 \text{ Вб}$. Параметри літій-іонної АБ: номінальна напруга $12,8 \text{ В}$; ємність $5 \text{ А}\cdot\text{год}$.

На лівих графіках зверху вниз представлено наступні часові залежності: функція профілю дороги (ТЗ з періодичністю в $2,2 \text{ с}$ долає ямки глибиною $H = 0,1 \text{ м}$, причому тривалість руху ТЗ по горбику і ямці однакова і складає 1 с); величина вертикальних коливань НПМ шасі (з урахуванням жорсткості підвіски амплітуда коливань дорівнює $0,05 \text{ м}$); кутова швидкість обертання ротора генератора; струм обмотки статора генератора. На правих графіках зверху вниз представлено: гальмівний електромагнітний момент генератора; відсоток енергії АБ; струм заряджання і напруга АБ. З представлених даних видно, що за перші 10 с за заданого режиму руху ТЗ АБ заряджається на $0,41\%$ від повної ємності батареї, яка дорівнює $5 \text{ А}\cdot\text{год}$.

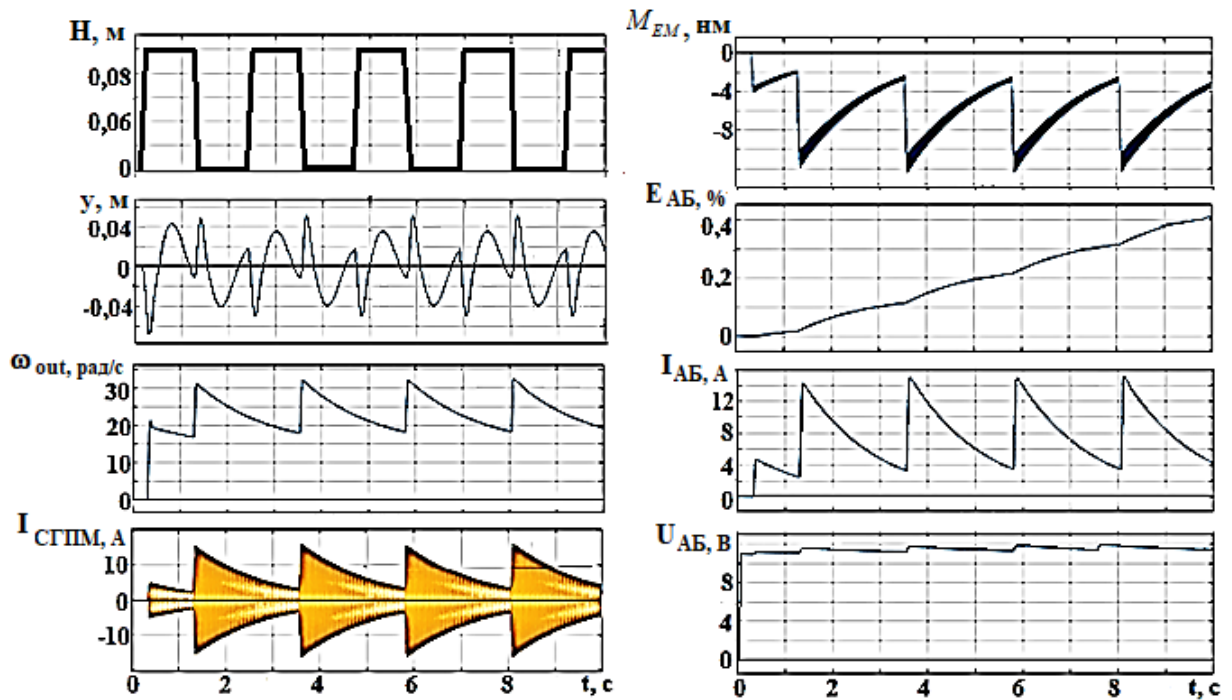


Рис. 6

Моделювання процесу подальшого заряджання показало, що час *повного* заряджання АБ ємністю $5 \text{ А}\cdot\text{год}$ дорівнює 41 хвилину безперервного руху ТЗ в заданих дорожніх умовах. Час заряджання батареї, яка була розряджена до 50% її максимального заряду, складає $22 \dots 25$ хвилин. ММ дозволяє отримати аналогічні дані і для будь-яких інших АБ.

Ефективність заряджання АБ є найбільшою, якщо коливання НПМ наближуються до резонансних. Показані на рис. 6 коливання не є резонансними, що збільшує час заряджання. На рис. 7 показано три випадки профілю дороги, за яких коливання шасі ТЗ наближуються до резонансних.

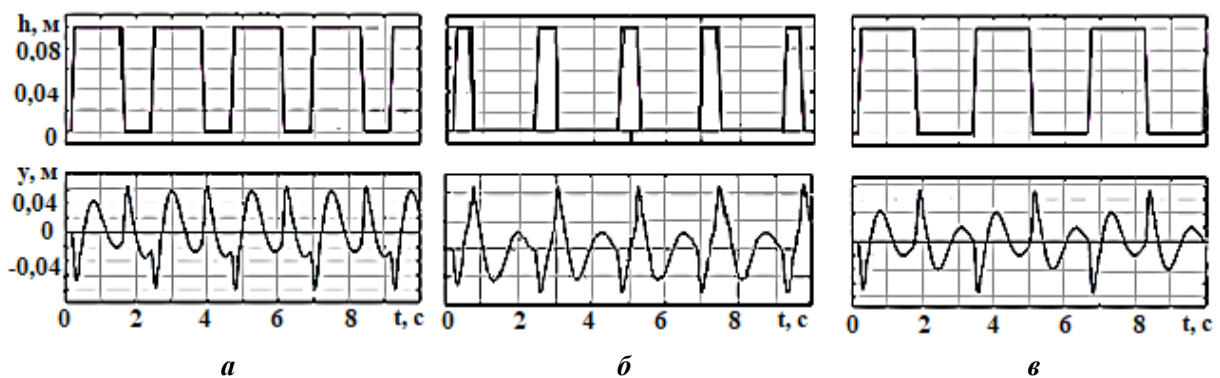


Рис. 7

На рис. 7, а показано функції профілю дороги і вертикальних коливань НПМ, коли період коливань дорівнює 2,2 с (як і на рис. 6), але час руху по горбику складає 1,5 с, а в ямці – 0,5 с. У такому випадку напрям дії імпульсів вібробуджуючої сили під час підйому на горбик і спуску співпадають з миттєвим напрямком коливального руху ПМ шасі, що підсилює коливальний процес. За 10 с руху ТЗ по такому профілю АБ заряджається на 0,5% від повної ємності батареї, тобто в 1,2 рази швидше, ніж в попередньому випадку. На рис. 7, б показано аналогічні функції за тривалості руху по горбику 0,4 с і в ямці – 1,8 с. Відсоток заряду АБ за 10 с складає 0,58% (в 1,4 рази швидше, ніж у варіанті на рис. 6).

На рис. 7, в показаний випадок, коли період коливань НПН збільшується до 3 с (в 1,5 рази зменшується частота коливальних імпульсів). І хоча кількість імпульсів сили зменшується, ефективність заряджання залишається такою ж, як і у випадку на рис. 6.

Результати досліджень засвідчили, що вибрані в певний спосіб “оптимальні” параметри СПЕМК можуть забезпечувати найбільшу енергоефективність системи лише за певних умов руху ТЗ і дорожніх умов і не будуть достатньо ефективними за інших умов, оскільки при цьому змінюються не тільки амплітуди, але й характер коливань шасі. Тому оптимізація параметрів СПЕМК можлива лише “у середньому” з урахуванням типу ТЗ, вірогідних умов його руху і інших чинників його функціонування. Очевидно, що представлені вище результати є оціночними, оскільки однакові умови руху ТЗ на протязі тривалого часу є маловірогідними. Проведені розрахунки показали, що СПЕМК не потребує значних габаритів для свого розміщення і легко вбудовується в конструкцію шасі ТЗ. Фінансові витрати на створення і експлуатацію СПЕМК можна оцінити лише в рамках конкретних проєктів. Але її очікувана оціночна вартість є невеликою, оскільки СПЕМК складається з достатньо нескладних вузлів і компонентів і є простою в обслуговуванні.

Висновки. Найкращим сегментом ТЗ для застосування СПЕМК з метою рекуперації енергії механічних коливань шасі є великовантажні і спеціальні ТЗ, що тривалий час рухаються в складних дорожніх умовах і втрачають на подолання дорожніх перешкод значну частину палива.

Уперше розроблена і реалізована комплексна математична модель СПЕМК описує усі взаємопов’язані процеси різної фізичної природи, що відбуваються під час поетапного перетворення енергії механічних коливань шасі ТЗ в електричну енергію зарядженої АБ, і забезпечує вибір оптимальних параметрів СПЕМК для будь-якого конкретного проєктного завдання. Результати проведених багатоваріантних досліджень СПЕМК за різних ймовірних умов руху ТЗ показали ефективність системи з точки зору прийнятних витрат часу на заряджання АБ, а значить і доцільність використання СПЕМК як додаткової системи електроживлення на борту ТЗ, що надає перспективність їхнім подальшим розробкам і впровадженням.

1. Электрокомпоненты для колесных транспортных средств. URL <https://privod-n.ru/nashi-proekty/elektrokomponenty-dlya-kolesnykh-transportnykh-sredstv/> (дата доступу 20.02.2021)
2. Васьковський Ю.Н., Пода М.В. Моделирование электромеханических систем рекуперации энергии колебаний транспортных средств. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 4. С. 33 – 40. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.04.033>.
3. Audi: https://www.volkswagenag.com/en/news/2016/8/shock_absorber_system.html (дата доступу 16.01.2021).
4. Bose: <https://www.thedrive.com/news/20996/> (дата доступу 16.02.2021).
5. Okladnikov D.L., Zeer V.A, Grazhdantsev E.V, Avdeev R.M., Akhremov S.A. Energy recovery method of damping oscillations of the vehicle suspension. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 2019. Vol. 537. P. 032074. DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/537/3/032074>.
6. Zhanwen Wang, Tianming Zhanga, Zutao Zhanga, Yanping Yuana, Yujie Liub. A high-efficiency regenerative shock absorber considering twin ball screws transmissions for application in range-extended electric vehicles. *Energy and Built Environment*. 2020. Vol. 1. Issue 1. Pp. 36-49. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.enbenv.2019.09.004> URL: <https://www.researchgate.net/publication/336175260>. (дата доступу 16.02.2021)
7. Pham T.H., Jacob J., Wilkins S., Lauwerys C., Dhaens M. Integrated Model for Battery Electric Vehicles with Energy Harvesting Active Suspension System. *12th International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies*. Monte Carlo, Monaco, April 11-13, 2017. Pp. 6–15.
8. Васьковський Ю.М., Пода М.В., Кошикар І.В. Електрогенератор в системі рекуперації енергії механічних коливань транспортних засобів. *Електротехніка і електромеханіка*. 2018. № 5. С. 24 – 28. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.5.04>.
9. Васьковський Ю.М., Гайденок Ю.А. Дослідження електромагнітних процесів в синхронних машинах з постійними магнітами на основі коло-польових математичних моделей. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 2. С. 47 – 54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.02.047>

MODELING OF ENERGY CONVERSION PROCESSES IN THE SYSTEM VIBRATION ENERGY RECOVERY OF VEHICLE CHASSIS

Yu. Vaskovsky, M. Poda

National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
Peremohy ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

E-mail: vun157@gmail.com, poda.mv@gmail.com.

The article presents a complex mathematical model of the energy recovery system for mechanical vibrations of vehicles moving in difficult road conditions. Such a system is an auxiliary power supply system that enhances the functionality of modern vehicles. The mathematical model takes into account the entire set of processes for converting the energy of mechanical vibrations in the following sequence: mechanical energy of the reciprocating oscillatory motion of the vehicle chassis - mechanical energy of the rotational motion of the electric generator shaft - electrical energy of the alternating current of the generator - direct current electrical energy of the battery. The modes of operation of the system are investigated, which provide efficient processes of charging the battery. For a specific example, data on the charging time of a truck battery is given. References 9, figures 7.

Keywords: energy recovery system, vehicle chassis, permanent magnet synchronous generator, storage battery.

1. Electric components for wheeled vehicles: <https://privod-n.ru/nashi-proekty/elektrokomponenty-dlya-kolesnykh-transportnykh-sredstv/> (accessed at 20.02.2021). (Rus)
2. Vaskovsky Yu., Poda M. Modeling of electromechanical systems of energy recovery of vehicle oscillations. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 4. Pp. 33–40. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.04.033>.
3. Audi: https://www.volkswagenag.com/en/news/2016/8/shock_absorber_system.html (accessed at 16.01.2021).
4. Bose: <https://www.thedrive.com/news/20996/> (accessed at 16.01.2021).
5. Okladnikov D.L., Zeer V.A., Grazhdantsev E.V., Avdeev R.M., Akhremov S.A. Energy recovery method of damping oscillations of the vehicle suspension. IOP Conference Series: *Materials Science and Engineering*. 2019. Vol. 537. P. 032074. DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/537/3/032074>.
6. Zhanwen Wang, Tianming Zhanga, Zutao Zhanga, Yanping Yuana, Yujie Liub. A high-efficiency regenerative shock absorber considering twin ball screws transmissions for application in range-extended electric vehicles. *Energy and Built Environment*. 2020. Vol. 1. Issue 1. Pp. 36 – 49. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.enbenv.2019.09.004>. URL: <https://www.researchgate.net/publication/336175260>. (дата доступу 16.02.2021)
7. Pham T.H., Jacob J., Wilkins S., Lauwerys C., Dhaens M. Integrated Model for Battery Electric Vehicles with Energy Harvesting Active Suspension System. 12th International Conference on *Ecological Vehicles and Renewable Energies*. Monte Carlo, Monaco, April 11-13, 2017. Pp. 6–15.
8. Vaskovsky Yu., Poda M., Koshikar I. Electric generator in the system of energy recovery of mechanical vibrations of vehicles. *Electrical Engineering and Electromechanics*. 2018. No 5. Pp. 24 – 28. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.5.04>.
9. Vaskovsky Yu., Gaidenko Yu. Investigation of electromagnetic processes in synchronous machines with permanent magnets based on circular field mathematical models. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 2. Pp. 47 – 54. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.02.047>.

Надійшла 04.03.2021

Остаточний варіант 20.05.2021

**ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ СИСТЕМ НАКОПИЧЕННЯ
ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ В ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ**

О.В. Кириленко*, академік НАН України, **І.В. Блінов****, докт. техн. наук,
Є.В. Парус***, канд. техн. наук, **І.В. Трач******, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: ied1@ied.org.ua

Розглянуто варіанти застосування систем накопичення електроенергії (СНЕ) в електричних мережах. Формалізовано загальний підхід до вирішення задач ефективного використання СНЕ в електричних мережах. Запропоновано математичні моделі оцінки їхньої ефективності використання та визначення оптимальної конфігурації, зокрема з метою регулювання режимів електричних мереж. Розглянуто роботу електричної мережі з приєднаною групою з чотирьох СНЕ. За базову модель обрано стандартну тестову IEEE 33-вузлову мережу 12,6 кВ. Запропоновано цільову функцію, що відображає вигоду від встановлення СНЕ та складається з річної вартості купівлі/продажу електричної енергії СНЕ, річної вартості від зменшення активних втрат в електричній мережі за рахунок роботи СНЕ та відповідних інвестиційних витрат. Наведено результати оптимізаційних розрахунків з використанням запропонованої цільової функції та виконано порівняльний аналіз отриманих результатів в частині складових функцій вигоди використання СНЕ за умови усунення відхилень рівнів напруги в окремих вузлах електричної мережі від нормованих значень. Бібл. 33, рис. 2, табл. 2.

Ключові слова: система зберігання електроенергії, ринок електричної енергії, оптимізація, відновлювані джерела енергії, електричні мережі.

Вступ. Сьогодні в Україні спостерігається стрімкий розвиток та впровадження відновлюваних джерел енергії (ВДЕ), зокрема сонячних та вітрових електричних станцій [1-3]. Разом із позитивними рисами, перш за все такими, як зменшення шкідливих викидів у атмосферу [4, 5] та залучення інвестицій у цей сектор енергетики, зростання частки ВДЕ в загальному балансі об'єднаної електроенергетичної системи (ОЕС) України створює ризики порушення балансової надійності енергосистеми, оскільки електростанції, що працюють на ВДЕ, мають негарантований, змінний графік генерування електричної енергії (ЕЕ) як впродовж доби, так і значні сезонні коливання обсягів виробництва [6]. Подальше зростання частки ВДЕ в балансі ОЕС України [7] неможливе без збільшення обсягів первинного, вторинного регулювання частоти та потужності, а також резерву заміщення в енергосистемі [8].

Задля регулювання частоти зазвичай використовують гідроелектростанції, обсяг резервів яких в Україні є обмеженим, а також теплові електростанції (ТЕС), які за таких умов мають працювати з запасом потужності для покриття коливань потужності ВДЕ. Збільшення частки ВДЕ та тенденція максимального використання потужності ВДЕ за рахунок збільшення запасу потужності ТЕС негативно впливає на ефективність використання останніх, а також зменшує позитивні тенденції декарбонізації енергетики в зв'язку зі збільшенням викидів CO₂. Іншим аспектом впливу ВДЕ є те, що для відгалужень зі слабкими зв'язками з джерелом живлення значна ін'єкція потужності від ВДЕ в середині та в кінці таких ліній призводить до погіршення якості ЕЕ, зокрема, значення напруги у вузлах може відхилитися від діапазону номінальних значень напруги, а саме мінімальних та максимальних, зокрема в режимі максимальних навантажень електричних мереж (ЕМ).

Крім того низька точність прогнозування відпуску ЕЕ з ВДЕ [9] призводить до збільшення обсягів небалансів на балансуєчому ринку, збільшує вартість таких небалансів, а це, в свою чергу, до збільшення цін на ЕЕ в оптовій частині ринку та зменшення експортного потенціалу ОЕС України і підвищення ціни у кінцевого споживача [10].

Таким чином, сьогодні актуальною задачею є запровадження нових механізмів, які забезпечуватимуть стабільність роботи ОЕС України за умови подальшого розвитку ВДЕ.

Одним з найбільш перспективних напрямків регулювання режимів ЕМ та графіку відпуску ЕЕ з ВДЕ, що набуває широкого розповсюдження в світі, є впровадження систем накопичення ЕЕ (СНЕ) [11-13]. Крім того впровадження СНЕ [14] дає змогу вирішувати інші задачі, пов'язані із наданням допоміжних послуг з регулювання напруги [15], а також регулювання частоти в електроенергетичній системі, що стають все більш нагальними у зв'язку із впровадженням нового ринку ЕЕ в Україні [16, 17], перспектив його подальшої інтеграції до європейських ринків [18], створення віртуальних електростанцій [19] та функціонування роздрібного ринку ЕЕ [20].

Вочевидь, сьогодні основна перешкода до масштабного впровадження СНЕ в електроенергетичних системах пов'язана з високою вартістю таких систем. Проте останнє десятиріччя спостерігається стійка тенденція до зниження їхньої вартості. Так з 2010 по 2018 рік ціна на СНЕ зменшилася з 2160 до 176 \$ США за 1 кВт* год. [21], а до 2025 року прогнозується падіння ціни до 94 \$ США на окремі види СНЕ. Вже зараз вважається комерційно вигідним застосування СНЕ задля балансування режимів на системних підстанціях та вирівнювання графіків відпуску ЕЕ з ВДЕ. Подальше зменшення вартості СНЕ призводитиме до розширення кола задач, вирішення яких за допомогою СНЕ стає комерційно вигідним.

Сьогодні пропонуються різні математичні моделі задля розв'язання окремих задач використання СНЕ [11, 12, 14]. Проте відсутність єдиного підходу до розв'язання задачі оцінки впливу СНЕ на режими роботи електроенергетичних систем унеможливорює адекватну порівняльну оцінку інвестиційної привабливості різних проектних рішень.

Метою статті є формалізація постановки задачі оцінки ефекту від використання СНЕ в ЕМ як в узагальненому вигляді, так і за деталізації рішення конкретних задач контролю режимів ЕМ, а також опис розроблених математичних моделей на основі виконаної формалізації та підтвердження їхньої працездатності з використанням ретроспективних даних.

Огляд існуючих методів. Розширення впровадження СНЕ пов'язано з рядом особливостей розвитку ЕМ [22]. Йдеться про збільшення частки ВДЕ з різкими коливаннями обсягів відпуску ЕЕ, зростанням вимог до режимів електроспоживання та стрімким зменшенням вартості СНЕ. Переважна більшість запропонованих рішень орієнтована на оптимізацію режимів ЕМ з використанням СНЕ як засобу уникнення реконструкції системи передачі або розподілу ЕЕ в комплексі з іншими технічними рішеннями, а також забезпечення балансування обсягів виробництва і споживання ЕЕ в умовах обмеженої пропускної спроможності ЕМ [23].

Наприклад, в [24] запропоновано в розподільних ЕМ зі значною часткою ВДЕ використовувати СНЕ задля підтримання напруги в нормованому діапазоні. В дослідженні [25] як цільову функцію запропоновано використовувати втрати активної потужності в ЕМ, а в [26] цільова функція визначає тривалість резервування ЕЕ СНЕ з урахуванням обмеженої величини накопичення ЕЕ в СНЕ. Підвищення надійності електропостачання споживачів покладено в основу методики, запропонованої в [27], де виконується мінімізація недовідпуску ЕЕ (показник ENS). Відомі також дослідження впливу СНЕ на динамічну стійкість енергосистеми [13]. Приклад багатокритеріальної оптимізації функції загальної вартості ЕМ наведено в [28], де показано як СНЕ впливають на зменшення пікових навантажень та покращення параметрів якості ЕЕ. В [29] запропоновано метод визначення оптимальних місць і ємності СНЕ задля забезпечення оптимального розподілу потужностей у фідерах та збільшення пропускної спроможності ЕМ.

Як видно, запропоновані методи спрямовано на вирішення окремих режимних чи техніко-економічних проблем та прив'язуються до існуючих технологічних можливостей СНЕ. Подальше зниження вартості СНЕ та розширення їхніх функціональних можливостей призведе до потреби у створенні нових методів пошуку оптимальних рішень використання СНЕ. При цьому наведені критерії економічної ефективності віднесено до функціонування ЕМ та не відображають рівень інвестиційної привабливості запропонованих рішень.

Авторами запропоновано розв'язувати задачу встановлення СНЕ шляхом введення цільової функції максимізації вигоди від використання СНЕ як засобів регулювання режимів ЕМ. При цьому надані послуги з регулювання визначаються групою обмежень у вигляді рівностей та нерівностей під час опису математичної моделі режиму ЕМ. Такий підхід дає змогу створити оптимізаційні моделі, які легко модифікуються у разі розширення функцій СНЕ шляхом введення нових груп обмежень.

Модель оцінки економічної ефективності СНЕ. За цільову функцію в узагальненому вигляді обрано максимізацію вигоди від надання послуг з регулювання режимів ЕМ за рахунок використання СНЕ $B() \rightarrow \max [\text{€}]$.

Система обмежень рівностей та нерівностей формується з наступних груп: модель режиму ЕМ, рівень інвестиційних витрат у впровадження СНЕ, технологічні обмеження СНЕ. Розглянемо більш детально принципи формального опису кожної із вказаних складових.

Модель режиму ЕМ традиційно подається у вигляді рівнянь балансу струмів у вузлах, а також обмежень на рівні напруг у цих вузлах і значень струмів у гілках заступної схеми ЕМ. Оскільки основні технічні характеристики СНЕ визначаються обсягами накопиченої ЕЕ, модель режиму ЕМ більш доцільно описувати через потоки ЕЕ, значення яких визначаються активною потужністю. Тоді модель режиму ЕМ з N вузлами та J ділянками подаватиметься у вигляді

$$\begin{cases} \sum_{i \in n} P_{i(n)} = 0 \forall n \in N \\ U_n^{(\min)} \leq U_n^{(p)} \leq U_n^{(\max)} \forall n \in N, \\ P_j^{(p)} \leq P_j^{(\max)} \forall j \in J \end{cases} \quad (1)$$

де $P_{i(n)}$ – потужність, що передається через прилеглі до вузла n ділянки; $U_n^{(\min)}$, $U_n^{(\max)}$, $U_n^{(p)}$ – відповідно мінімальне, максимальне та розрахункове значення напруги у вузлі n ; $P_j^{(p)}$, $P_j^{(\max)}$ – відповідно розрахункове та максимальне значення потужності на ділянці j .

Наведена лінійна модель ЕМ дає змогу легко оцінити вплив СНЕ на режим. За потреби така модель може бути розширена залежностями потужності від напруги та реактивними складовими режиму ЕМ, що дозволить більш точно розраховувати режимні параметри, але суттєво збільшить обсяги обчислень.

Інвестиційна складова СНЕ враховує затрати на закупівлю та встановлення СНЕ в ЕМ. У найпростішому випадку встановлення одного накопичувача з відомою ємністю W у заданій точці ЕМ значення інвестиційної складової на розрахунковий період часу h визначається як

$$C_h^{\text{інв}} = \frac{CI}{K_h} + S_h, \quad [\text{€}],$$

де CI – капіталовкладення в СНЕ; K_h – кількість розрахункових періодів протягом нормативного строку експлуатації СНЕ; S_h – приведені до розрахункового періоду витрати на обслуговування СНЕ.

За такої постановки задачі інвестиційна складова подається у цільовій функції з від'ємним знаком ($-C_h$) як критерій, збільшення значення якого зменшує інвестиційну привабливість проекту. Наведена найпростіша модель інвестиційної складової дає змогу оцінити доцільність використання ресурсів СНЕ для надання оператору системи передачі послуг з регулювання частоти і активної потужності з урахуванням технологічних обмежень ЕМ. Проте переважна більшість задач використання СНЕ пов'язується з оптимізацією кількості та місць встановлення накопичувачів задля регулювання режимів ЕМ. У цьому випадку для m перспективних місць встановлення накопичувачів, що є змінною в задачі оптимізації визначається ємність накопичувача V_m , а інвестиційна складова розраховується як

$$C_h^{\text{інв}} = \sum_m \left(\frac{CI(V_m)}{K_h} + S_h(V_m) \right), \quad [\text{€}],$$

де $CI(V_m)$, $S_h(V_m)$ – залежності відповідно суми капіталовкладень та витрат на обслуговування від ємності накопичувача у m -му місці встановлення.

Задля оціночних розрахунків такі залежності подаються у вигляді апроксимованих лінійних характеристик. Це дає змогу використовувати для оптимізації симплекс-метод чи його сучасні похідні. Під час проведення проектування з конкретним переліком накопичувачів такі характеристики подаються дискретним рядом, а для проведення оптимізації застосовуються методи дискретно-лінійного програмування.

До технологічних характеристик накопичувачів, як складових СНЕ, відносяться: ємність СНЕ $V_{(\text{СНЕ})}^{(\max)}$, максимальна потужність заряджання $P_{(\text{зар})}^{\max}$, максимальна потужність розряджання $P_{(\text{роз})}^{\max}$,

технологічні втрати ЕЕ відповідно в режимах заряджання $\Delta P_{(зар)}$, розряджання $\Delta P_{(роз)}$ та зберігання $\Delta P_{(збер)}$ ЕЕ.

Слід зауважити, що більшість виробників СНЕ вказують втрати ЕЕ через величину коефіцієнту корисної дії $K_{еф}$ повного циклу заряд/розряд. Під час проведення оціночних розрахунків ці характеристики задаються апроксимованими лінійними залежностями, а при розробці проектних рішень – числовими рядами. Технологічні характеристики накопичувачів використовуються як складові балансів потужностей та обмеження в моделях послуг з регулювання режимів ЕМ.

Так в кожен момент часу t потужність заряду $P_{(зар)t}$ та розряду $P_{(роз)t}$ ЕЕ обмежені значеннями

$$\begin{cases} P_{(зар)t} \leq P_{(зар)}^{\max} \\ P_{(роз)t} \leq P_{(роз)}^{\max} \end{cases}.$$

Наведена система нерівностей використовується в моделях, що визначають надання послуг з регулювання частоти в ОЕС України. В більшості інших моделей під час оцінки надання послуг з регулювання режимів ЕМ допустимо використовувати припущення щодо рівномірного протягом розрахункової години h заряду/розряду СНЕ. Під час моделювання циклу заряд/розряд протягом розрахункової доби поточний обсяг накопиченої ЕЕ визначається як різниця між погодинними обсягами заряду $V_{(зар)h}$ і розряду $V_{(роз)h}$ від початку розрахункової доби до години h

$$V_h^{(зб)} = \sum_{t=0}^h (V_t^{(зар)} - V_t^{(роз)}).$$

При цьому, виходячи з принципу рівності балансу між зарядом та розрядом в межах оптимізації добового циклу, враховується, що заряд здійснюється у нічні години на початку розрахункової доби та в останню годину доби. В розрахунках припускається, що заряд останньої години доби був здійснений у попередню добу перед розрахунковою добою.

Коефіцієнт корисної дії накопичувача СНЕ за розрахункову годину враховується обмеженням типу рівності: $V_{(роз)h} = V_{(зар)h} - \Delta P_{(зар)h} - \Delta P_{(роз)h} - \Delta P_{(збер)h}$.

Для сучасних літєвих накопичувачів в межах добової оптимізації режимів ЕМ допустимо нехтувати втратами під час зберігання ЕЕ і подавати обмеження у вигляді: $V_{(роз)h} = K_{еф} \cdot V_{(зар)h}$.

Моделі послуг СНЕ. Розглянемо деякі основні види послуг з регулювання режимів ЕМ та особливості формування цільової функції для визначення оптимальної конфігурації СНЕ в цих мережах, де під конфігурацією СНЕ розуміється кількість, ємність та місця встановлення окремих накопичувачів. В основі всіх послуг СНЕ з регулювання режимів ЕМ закладено розділені у часі процеси заряду та розряду накопичувачів. Оскільки в організованих сегментах ринку ЕЕ України таких як ринок «на добу наперед» (РДН) та балансуєчий ринок (БР) [2, 19, 20] здійснюється погодинний облік купівлі/продажу ЕЕ та погодинне нарахування платежів за послуги балансування і допущені небаланси на БР, то базовою формулою для оцінки послуг балансування є сумарний баланс вартості купівлі/продажу погодинних обсягів ЕЕ за добу

$$C_D^{(k/n)} = \sum_{h \in D} (V_{(роз)h} \cdot C_h^{(прод)} - V_{(зар)h} \cdot C_h^{(куп)}), \quad [\text{€}],$$

де $C_h^{(прод)}$, $C_h^{(куп)}$ – ціни відповідно продажу і купівлі ЕЕ у сегменті РДН чи вартість відповідних послуг балансування у сегменті БР на годину постачання h .

Якщо СНЕ в сегменті БР протягом розрахункової години надає послуги з балансування ЕЕ, то розрахунковим періодом у цьому рівнянні задається визначена Правилами ринку ЕЕ одиниця реального часу 15 хвилин. Значення баланс вартостей купівлі/продажу погодинних обсягів ЕЕ, здійснених під час надання послуги балансування у сегменті БР, за добу використовується як критерій оптимізації цільової функції. У процесі рішення задач вибору оптимальної конфігурації СНЕ (а саме вибору ємності накопичувачів та місць їхнього встановлення) обсяги заряджання і розряджання завжди є змінними у задачі оптимізації. У спрощених оціночних розрахунках та розрахунках з використанням ретроспективних даних можуть використовуватися визначені під час постановки задачі обсяги заряду/розряду накопичувачів.

Задача вибору оптимальної конфігурації СНЕ виключно для купівлі/продажу ЕЕ у сегменті РДН матиме наступну цільову функцію:

$$C_D^{(k/n)} - C_D^{\text{інв}} \rightarrow \max, \quad [\mathcal{E}],$$

де $C_D^{\text{інв}}$ – приведена до розрахункової доби інвестиційна складова СНЕ, $C_D^{\text{інв}} = 24 \cdot C_h^{\text{інв}}$.

Встановлення оптимальної конфігурації СНЕ з метою надання послуг з балансування обсягів виробництва/споживання ЕЕ у сегменті БР проводиться через використання аналогічної цільової функції. У цьому випадку визначення обсягів заряду/розряду як змінних оптимізації дає змогу визначити максимально допустимі для конкретної ЕМ ємності накопичувачів СНЕ

$$V_{(\text{СНЕ})}^{(\max)} = \max(V_{(\text{зар})h} \forall h \in D)$$

та потенційну вигоду від надання такої послуги.

Оптимізація ємності СНЕ для надання послуг у сегменті БР має передбачати наявність резерву «на заряд» $V_{(\text{СНЕ})}^{(\text{БР})}$. Тому, якщо послуга балансування у сегменті БР надається додатково до інших видів послуг, то в розрахунковій схемі ЕМ у перспективних місцях встановлення накопичувачів визначаються окремо ємність для участі на БР та ємність для інших видів послуг балансування режимів та додаткові обмеження рівності: $V_{(\text{СНЕ})}^{(\max)} = V_{(\text{СНЕ})}^{(\text{РДН})} + V_{(\text{СНЕ})}^{(\text{БР})}$.

Цільова функція у цьому випадку

$$C_D^{(\text{РДН})} + C_D^{(\text{БР})} - C_D^{\text{інв}} \rightarrow \max, \quad [\mathcal{E}],$$

де $C_D^{(\text{РДН})}$ – вартість купівлі/продажу ЕЕ у сегменті РДН за розрахункову добу D ; $C_D^{(\text{БР})}$ – вигода від участі у сегменті БР за розрахункову добу D .

Рішення такої задачі дає змогу визначити оптимальний розподіл ресурсів СНЕ для різних послуг регулювання режимів ЕМ з урахуванням технологічних обмежень у цій мережі. Якщо передбачена обов'язкова участь окремого СНЕ у сегменті БР із фіксованими обсягами резервування ємності $K_{(\text{БР})}$, то до системи обмежень для кожного перспективного місця встановлення накопичувачів додатково встановлюється відношення: $V_{(\text{СНЕ})}^{(\text{БР})} = K_{(\text{БР})} \cdot V_{(\text{СНЕ})}^{(\max)}$. Аналогічно розв'язуються задачі резервування ємності СНЕ для послуг з регулювання частоти в ОЕС України та участі на ринку допоміжних послуг.

Задля оцінки перспектив надання послуги зменшення втрат потужності в модель усталеного режиму ЕМ додатково вводяться розрахунки втрат активної потужності ΔP_j для кожної ділянки j . Вигода від надання цієї послуги оцінюється вартістю зменшених втрат потужності за розрахунковий період. Для розрахункової доби D

$$C_D^{(\Delta P)} = KT_{\Delta P} \cdot \sum_{h \in D} \left(\sum_{j \in J} (\Delta P_{h,j}^{(\text{баз})} - \Delta P_{h,j}^{(\text{СНЕ})}) \cdot C_h^{(\text{РДН})} \right), \quad [\mathcal{E}],$$

де $KT_{\Delta P}$ – коефіцієнт, яким враховується тарифікація послуги зменшення втрат в ЕМ; за відсутності нормативної бази з надання послуг регулювання режимів ЕМ під час проведення оціночних розрахунків приймаємо $KT_{\Delta P} = 1$; $\Delta P_{h,j}^{(\text{баз})}$ – втрати потужності на ділянці j у годину h для базового режиму без СНЕ; $\Delta P_{h,j}^{(\text{СНЕ})}$ – втрати потужності на ділянці j у годину h для ЕМ з СНЕ; $C_h^{(\text{РДН})}$ – вартість ЕЕ у сегменті РДН для години постачання h .

Задля зменшення обсягів обчислень втрати потужності у базовій схемі без СНЕ слід розрахувати окремо, і в задачі оптимізації використовувати вже розраховані величини. За відсутності потреби в резервуванні ємності СНЕ для участі на БР і ринку допоміжних послуг цільова функція B оптимізації конфігурації СНЕ з надання послуги зменшення втрат активної потужності матиме вигляд

$$B = C_D^{(\text{РДН})} + C_D^{(\Delta P)} + C_D^{(\text{БР})} - C_D^{\text{інв}} \rightarrow \max, \quad [\mathcal{E}]. \quad (2)$$

Узагальнено цільову функцію оптимізації конфігурації СНЕ для надання всіх описаних вище послуг

$$\begin{cases} C_D^{(\text{РДН})} (V_{(\text{СНЕ})}^{(\text{РДН})}) + C_D^{(\Delta P)} + C_D^{(\text{БР})} (V_{(\text{СНЕ})}^{(\text{БР})}) + C_D^{(\text{РДП})} (V_{(\text{СНЕ})}^{(\text{РДП})}) - C_D^{\text{інв}} (V_{(\text{СНЕ})}^{(\max)}) \rightarrow \max \\ V_{(\text{СНЕ})}^{(\max)} = V_{(\text{СНЕ})}^{(\text{РДН})} + V_{(\text{СНЕ})}^{(\text{БР})} + V_{(\text{СНЕ})}^{(\text{РДП})} \end{cases}, \quad [\mathcal{E}],$$

де $C_D^{(РДН)}(V_{(СНЕ)}^{(РДН)})$ – складова вигоди від купівлі/продажу ЕЕ у сегменті РДН за умови оптимізації обсягів резерву ємності СНЕ (змінної оптимізації) $V_{(СНЕ)}^{(РДН)}$ для цієї функції; $C_D^{(\Delta P)}$ – складова вигоди від надання послуги зменшення втрат потужності в ЕМ; $C_D^{(БР)}(V_{(СНЕ)}^{(БР)})$ – складова вигоди від надання послуги балансування у сегменті БР за умови оптимізації обсягів резерву ємності СНЕ (змінної оптимізації) «на заряд» $V_{(СНЕ)}^{(БР)}$; $C_D^{(РДП)}(V_{(СНЕ)}^{(РДП)})$ – складова вигоди від надання послуги балансування у сегменті допоміжних послуг за умови оптимізації обсягів резерву ємності СНЕ (змінної оптимізації) «на заряд» $V_{(СНЕ)}^{(РДП)}$; $C_D^{инв}(V_{(СНЕ)}^{(max)})$ – приведені до розрахункової доби витрати на закупівлю і встановлення СНЕ з повною ємністю $V_{(СНЕ)}^{(max)}$.

Приклад розрахунків. Розглянемо приклад оцінки економічного ефекту від використання СНЕ у балансуєчій групі для споживачів ЕЕ в межах однієї розподільної ЕМ. В межах балансуєчої групи розв’язуються наступні основні задачі:

– оптимізація витрат на закупівлю ЕЕ у сегменті РДН задля покриття добових графіків навантаження споживачів та заряду накопичувачів СНЕ $C_D^{(РДН)}$;

– визначення оптимальних погодинних графіків заряду/розряду СНЕ протягом доби з урахуванням системи обмежень (1) в частині відхилення рівнів напруг у вузлах від номінальних значень і максимально допустимих значень потужності по ділянкам лінії задля загального зменшення втрат потужності $C_D^{(\Delta P)}$;

– обґрунтування інвестиційних витрат на накопичувачі ЕЕ у складі СНЕ C_D^{IHB} ; цей показник залежить від сумарної ємності накопичувачів та змінюється у процесі оптимізації.

В розглянутому прикладі вважається, що задачу вибору кількості накопичувачів та оптимальних місць їхнього встановлення вже вирішено. Тому оптимізація здійснюється виключно в частині вибору оптимальної ємності та оптимальних графіків заряду/розряду СНЕ.

Цільова функція B пошуку оптимального рішення наведених задач співпадає з (2) із приведеними до розрахункової доби D критеріями оптимізації за умови дотримання технологічних умов за режимними параметрами (1) на кожен годину h цієї доби

$$B = C_D^{(РДН)} + C_D^{(\Delta P)} - C_D^{инв} \rightarrow \max$$

$$\forall h \in D \begin{cases} \sum_{i \in n} P_{i(n)(h)} = 0 \forall n \in N \\ U_n^{(min)} \leq U_{n(h)}^{(p)} \leq U_n^{(max)} \forall n \in N \\ P_j^{(p)} \leq P_{j(h)}^{(max)} \forall j \in J \end{cases} \quad [2].$$

Змінними цільової функції B під час рішення поставленої задачі є потужність накопичувачів $V_{(зар)h,m}$, встановлених в M вузлах ЕМ.

Обмеження для змінних подається у формі системи нерівностей

$$\left(V_{(m)}^{(max)} \geq \sum_{t=1}^h (V_{(зар)t,m} - V_{(роз)t,m}) \forall h = 1 \div 24 \right) \forall m \in M.$$

Сумарна ємність накопичувачів у складі СНЕ для розрахунків інвестиційної складової витрат визначається обмеженням типу рівності

$$V_{(СНЕ)}^{(max)} = \sum_{m \in M} V_{(m)}^{(max)}.$$

Розрахунки виконано на прикладі стандартної 33-вузлової ЕМ (рис. 1, а) [30], сумарна активна потужність навантажень складала 3,715 МВт, реактивна потужність 2,3 МВАр, номінальна напруга ЕМ 12,6 кВ. Сумарне навантаження ЕМ для тестової схеми коливається у відношеннях: 0,6 – в режимі мінімальних навантажень; 1,0 – в режимі номінальних навантажень; 1,4 – в режимі пікових навантажень від номінального значення. Погодинні ціни в сегменті РДН, що використані під час розрахунків, наведено на рис. 1, б. Розрахунки усталених режимів ЕМ виконано у пакеті програм

Pandapower, задля максимізації цільової функції використано модифікований метод Хуга-Дживса з обмеженнями [31]. Практичні розрахунки проведено з використанням математичного пакету Octave. Обмеження щодо якості напруги, а саме номінальних значень напруги, враховувались згідно стандарту EN 50160-2014 [32]. Перспективні вузли встановлення блоків СНЕ визначено на основі експертної оцінки: 6, 16, 23 та 30. Коефіцієнт корисної дії СНЕ прийнято на рівні $K_{\text{еф}}=0.88$. Ціна 1 кВт·год накопичувача прийнята на рівні 120\$ США [33] за курсом грн./\$=27,0, а річна вартість експлуатації СНЕ $S_n=0$. Строк окупності інвестицій у встановлення СНЕ становить 12 років. Загальна вартість інвестицій склала 18887,90 тис. грн., річна та добова вартість відповідно 1574,00 тис. грн. та 4,312 тис. грн.

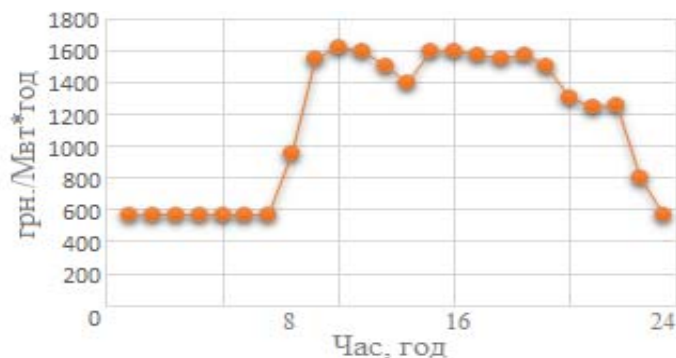
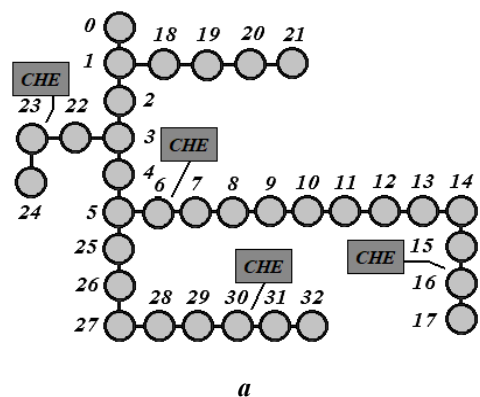


Рис. 1

За результатами оптимізації визначено потужність та обсяги накопичувачів у контрольних вузлах для роботи на протязі 8 годин: $V_{\text{СНЕ}(6)}=158,4 \cdot 8 = 1267,2$ кВт·год; $V_{\text{СНЕ}(16)}=71,3 \cdot 8 = 570,4$ кВт·год; $V_{\text{СНЕ}(23)}=332,7 \cdot 8 = 2661,6$ кВт·год; $V_{\text{СНЕ}(30)}=166,3 \cdot 8 = 9330,4$ кВт·год; сумарна потужність СНЕ склала 728,7кВт; сумарна накопичена енергія за 8 год. $V_{\text{СНЕ}sum}=728,7 \cdot 8 = 5829,6$ кВт·год.

Отриману за результатами оптимізації діаграму активних режимів СНЕ показано на рис. 2.

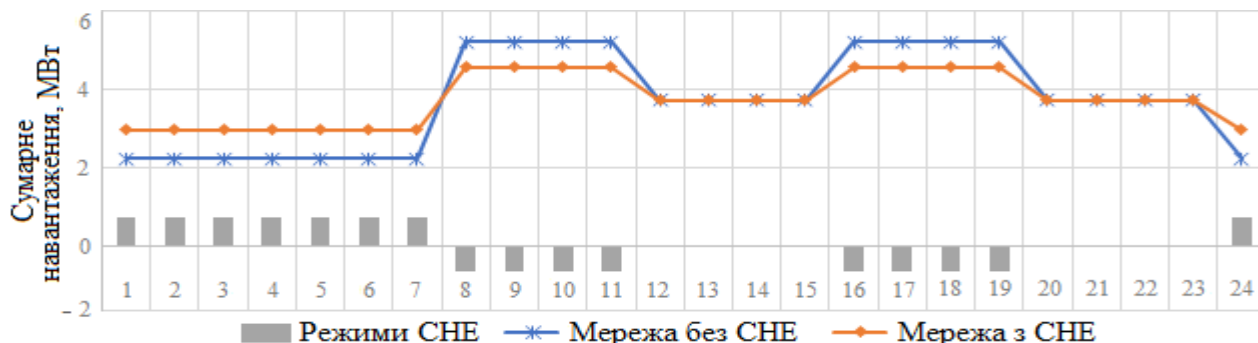


Рис. 2

Порівняння впливу СНЕ на окремі характеристики режиму ЕМ зведено у табл. 1.

Таблиця 1

Характеристика		Години заряду СНЕ	Години без СНЕ	Години розряду СНЕ	Сумарно за добу	
Без СНЕ	Втрати потужності в ЕМ, кВт	111,28	202,0	347,48		
	Втрати ЕЕ в ЕМ, кВт·год.	890,2	1616,0	2779,8	5286,1	
	Відхилення мінімальної напруги, в.о.	$U_{\phi}/U_{\text{ном}}$	0,939		0,885	
		№ вузла	17		32	
З СНЕ	Втрати потужності в ЕМ, кВт	0,1518	202,0	276,6		
	Втрати ЕЕ в ЕМ, кВт·год.	1214,4	1616,0	2213,4	5043,8	
	Відхилення мінімальної напруги, в.о.	$U_{\phi}/U_{\text{ном}}$	0,930		0,903	
		№ вузла	32		17	

Наведені у табл.1 дані показують, що використання СНЕ призводить до зменшення втрат ЕЕ в ЕМ за розрахункову добу на 242,88 кВт·год.

Результати розрахунку загальної вигоди використання СНЕ представлено у табл.2

Таблиця 2

Схема	Витрати на закупівлю ЕЕ, тис. грн.			Вартість інвестицій, $C_D^{інв}$, тис. грн	Сума B_D , тис. грн
	На покриття навантаження, $C_D^{(РДН)}$	На покриття втрат, $C_D^{(ΔP)}$	Сумарно $C_D^{(РДН)} + C_D^{(ΔP)}$		
Без СНЕ	109,63	9,18	118,81	0,00	118,81
З СНЕ	106,30	7,50	113,80	4,312	118,11
Вигода, $ΔB$	3,33	1,68	5,01	-4,31	0,70

За результатами розрахунків (табл. 2) вигода від інвестицій в СНЕ склала 16.3% на рік при терміні окупності інвестицій 12 років. Приведена до розрахункової доби вигода B_D від використання СНЕ складає 255,5 тис. грн. на рік експлуатації СНЕ за вартості інвестицій 1574,245 тис. грн. на рік. Як видно з наведених результатів оптимізації, використання СНЕ дає змогу отримати економічну вигоду та усунути недопустимі відхилення від нормованих значень рівні напруг в окремих вузлах ЕМ. Крім того, забезпечується сумарне за добу зменшення втрат ЕЕ, хоча вигода в цьому випадку є незначною і недостатньою для покриття інвестицій за цим критерієм. Тому оптимізацію втрат ЕЕ в ЕМ слід розглядати як додатковий ефект від використання СНЕ, а не як основу економічної діяльності.

Висновки. За результатами досліджень визначено потребу формалізації загальних підходів до вирішення задач ефективного використання СНЕ в електричних мережах України з огляду на різні можливості їхнього застосування. Запропоновано розв'язувати задачу оцінки ефективності СНЕ на основі функції максимізації вигоди від її використання. Розроблено цільову функцію та системи обмежень для розв'язання поставлених задач. Запропоновано уніфікований підхід до розв'язання різних задач використання СНЕ шляхом розширення цільової функції відповідними критеріями. В межах використання запропонованого підходу розроблено математичні моделі оптимізації конфігурації СНЕ з метою оцінки вигоди від встановлення групи СНЕ та утримання режимних параметрів у діапазонах допустимих значень напруги ЕМ. Працездатність розроблених математичних моделей підтверджена шляхом виконання розрахунків на тестовій схемі з використанням ретроспективних даних функціонування ринку «на добу наперед» України. Використання запропонованих формалізованих моделей та їхній подальший розвиток дозволить розв'язувати задачі порівняльної оцінки ефективності різних способів використання СНЕ в електричних мережах.

Роботу виконано за рахунок коштів бюджетної теми «Науково-технічні засади розвитку та керованості сегменту розосереджених джерел енергії в структурі генеруючих потужностей електроенергетичних систем» (Шифр – «СЕГМЕНТ»), КПКВК 6541030.

1. Кириленко О.В., Басок Б.І., Базеев Є.Т., Блінов І.В. Енергетика України та реалії глобального потепління. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 3. С. 52–61. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.052>
2. Іванов Г.А., Блінов І.В., Парус Є.В., Мірошник В.О. Складові моделі для аналізу впливу відновлюваних джерел енергії на ринкову вартість електроенергії в Україні. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 4. С. 72–75 DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.072>
3. Kyrylenko O. V., Strzelecki R., Denysiuk S. P., Derevianko D. G. Main Features of the Stability and Reliability Enhancement of Electricity Grid with DG in Ukraine Based on IEEE Standards. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 6. С. 46–50.
4. Popov O.O., Iatsyshyn A.V., Kovach V.O., Artemchuk V.O., Kameneva I.P., Taraduda D.V., Sobyna V.O., Sokolov D.L., Dement M.O., Yatsyshyn T.M. Risk Assessment for the Population of Kyiv, Ukraine as a Result of Atmospheric Air Pollution. *Journal of Health and Pollution*. 2020. Vol. 10. Issue 25. 200303. DOI: <https://doi.org/10.5696/2156-9614-10.25.200303>
5. Iatsyshyn A., Iatsyshyn A., Artemchuk V., Kameneva I., Kovach V., Popov O. Software tools for tasks of sustainable development of environmental problems: peculiarities of programming and implementation in the specialists preparation. E3S Web of Conferences. The International Conference on *Sustainable Futures: Environmental, Technological, Social and Economic Matters* (ICSF 2020). 2020. Vol. 166. 01001. DOI: <https://doi.org/10.1051/e3sconf/202016601001>
6. Lezhniuk P., Komar V., Rubanenko O. Information Support for the Task of Estimation the Quality of Functioning of the Electricity Distribution Power Grids with Renewable Energy Source. IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems* (ESS). Kyiv, Ukraine, May 12–14, 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9159965>
7. Zgurovets O., Kulyk M. Comparative analysis and recommendations for use of frequency regulation technologies in integrated power systems with a large share of wind power plants. In: *Systems, Decision and Control in Energy II. Studies in Systems, Decision and Control*. 2021. Vol 346. Pp. 81–99. Springer, Cham. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-69189-9_5
8. Кириленко О.В., Блінов І.В., Парус Є.В. Оцінка роботи електростанцій при наданні допоміжних послуг з первинного та вторинного регулювання частоти в ОЕС України. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 5. С. 55–60.

9. Lezhniuk P., Kravchuk S., Netrebskiy V., Komar V., Lesko V. Forecasting Hourly Photovoltaic Generation On Day Ahead. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems* (ESS). Kyiv, Ukraine, April 17–19, 2019. Pp. 184–187. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764245>
10. Блінов І.В., Мірошник В.О., Шиманюк П.В. Короткостроковий інтервальный прогноз сумарного відпуску електроенергії виробниками з відновлювальних джерел енергії. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2019. Вип. 54. С. 5–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.54.005>
11. Kulyk M., Zgurovets O. Modeling of Power Systems with Wind, Solar Power Plants and Energy Storage. Part of the Book *Studies in Systems, Decision and Control* (SSDC). 2020. Vol. 298. Pp. 231–245. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-48583-2_15
12. Буткевич О.Ф., Юнеєва Н.Т., Гурєєва Т.М. До питання про розміщення накопичувачів енергії в ОЕС України. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 6. С. 59–64. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.059>
13. Denysiuk S., Derevianko D. Optimisation features of energy processes in energy systems with Distributed Generation. IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems* (ESS). Kyiv, Ukraine, May 12–14, 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS0319.2020.9160212>
14. Electrical Energy Storage. White paper. International Electrotechnical Commission. 2011. P. 78
15. Blinov I., Parus E. Approach of reactive power pricing for ancillary service of voltage control in Ukraine. IEEE International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems*. (IEPS 2014). Kyiv, Ukraine, June 02–06, 2014. Pp. 145–148. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2014.6874167>
16. Blinov I., Tankevych S. The harmonized role model of electricity market in Ukraine. 2016 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems* (IEPS 2016). Kyiv, Ukraine, June 07–11, 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521861>
17. Блінов І.В., Парус Є.В., Іванов Г.А. Імітаційне моделювання функціонування балансуючого ринку електроенергії з урахування системних обмежень на параметри ОЕС України. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 6. С. 72–79. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.06.072>
18. Блінов І.В., Парус Є.В. Врахування мережевих обмежень та мінімізація різниці цін між ринками електроенергії. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 5. С. 81–88.
19. Дерев'яно Д.Г., Горенко Д.С. Особливості побудови та функціонування віртуальних електростанцій в умовах розвитку ОЕС України. *Енергетика: економіка, технології, екологія*. 2016. № 3. С. 61–69.
20. Ivanov H., Blinov I., Parus Y. Simulation Model of New Electricity Market in Ukraine. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems* (ESS). Kyiv, Ukraine, April 17–19, 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764184>
21. A Behind the Scenes Take on Lithium-ion Battery Prices. BloombergNEF. URL: <https://about.bnef.com/blog/behind-scenes-take-lithium-ion-battery-prices/> (accessed: 27.12.2020)
22. Deeba S.R., Sharma R., Kumar Saha T., Chakraborty D., Thomas A. Evaluation of technical and financial benefits of battery-based energy storage systems in distribution networks. *IET Renewable Power Generation*. 2016. Vol. 10. No 8. Pp. 1149–1160. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2015.0440>
23. Blinov I.V., Zaitsev I.O., Kuchansky V.V. Problems, methods and means of monitoring power losses in overhead transmission lines. Part of the *Studies in Systems, Decision and Control* book series. Springer, Vol. 298. 2020. Pp. 123–136. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-48583-2_8
24. Zhang Y., Dong Z.Y., Luo F., Zheng Y., Meng K., Wong K.P. Optimal allocation of battery energy storage systems in distribution networks with high wind power penetration. *IET Renew Power Generation*. 2016. Vol. 10(8). Pp. 1105–1113. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2015.0542>
25. Farrokhifar M. Optimal operation of energy storage devices with RESs to improve efficiency of distribution grids; technical and economical assessment. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2016. Vol. 74. Pp. 153–61. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2015.07.029>
26. Qin M., Chan K.W., Chung C.Y., Luo X., Wu T. Optimal planning and operation of energy storage systems in radial networks for wind power integration with reserve support. *IET Generation, Transmission & Distribution*. 2016. Vol. 10. Issue 8. Pp. 2019–2025. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2015.1039>
27. Azizivahed A., Naderi E., Narimani H., Fathi M., Narimani M.R. A new bi-objective approach to energy management in distribution networks with energy storage systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*. 2017. Vol. 9(1). Pp. 56–64. DOI: <https://doi.org/10.1109/TSSTE.2017.2714644>
28. Awad A.S.A., El-Fouly T.H.M., Salama M.M.A. Optimal ESS allocation for load management application. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2015. Vol. 30(1). Pp. 327–336. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2014.2326044>
29. Macedo L.H., Franco J.F., Romero R., Ortega-Vazquez M.A., Rider M.J.. Increasing the hosting capacity for renewable energy in distribution networks. *Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*. Washington, 23–26 April 2017. Pp. 1–5.
30. Baran M., Wu F. Network reconfiguration in distribution systems for loss reduction and load balancing/ *IEEE Transactions on Power Delivery*. 1989. Vol.4. Issue 2. Pp. 1401–1407.
31. Moser I., Hooke-Jeeves Revisited. IEEE Congress on Conference: *Evolutionary Computation*, (CEC 2009). 2009. DOI: <https://doi.org/10.1109/CEC.2009.4983277>

32. ДСТУ EN 50160 Характеристики напруги електропостачання в електричних мережах загального користування. Київ, ДП УкрНДНЦ, 2014. 27 с.
33. Kucevica D., Tepe B., Englberger S., Parlikar A., Mühlbauer M. Standard battery energy storage system profiles: Analysis of various applications for stationary energy storage systems using a holistic simulation framework. *Journal of Energy Storage*. 2020. Vol. 28. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.est.2019.101077>

EVALUATION OF EFFICIENCY OF USE OF ENERGY STORAGE SYSTEM IN ELECTRIC NETWORKS

O.V. Kyrylenko, I.V. Blinov, Ye.V. Parus, I.V. Trach

Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine,

Peremohy av, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: ied1@ied.org.ua

Ways for the use of energy storage systems (ESS) in electrical networks are considered. The formalization of the general approach to solving the problems of efficient use of ESS in electrical networks is performed. The article shows the mathematical models for evaluating the effectiveness of using ESS and determination of the ESS optimal configuration, including regulation modes of electric networks. The operation of the electrical network with an connected group of four ESS is considered. The standard IEEE 33-node 12.6 kV network was used as a base model. A new target function has been proposed. This function is based on the benefit of installing the ESS and consists of the annual cost of buying / selling electricity by ESS, the annual cost of reducing active losses in the electricity grid due to the operation of the ESS and the corresponding investment costs. The results of optimization calculations using the proposed objective function are given. A comparative analysis of the obtained results was performed. The estimation of the components of the function of the benefit of using ESS under the condition of elimination of deviations of voltage levels in separate nodes of the electric network from the normalized values is performed. References 33, figures 2, tables 2.

Keywords: energy storage system, electricity market, optimization, renewable energy sources, electricity networks.

1. Kyrylenko O.V., Basok B.I., Baseyev Y., Blinov I.V. Power industry of Ukraine and realities of the global warming. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 3. Pp. 52–61. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2020.03.052>
2. Ivanov H.A., Blinov, I.V., Parus E.V., Miroshnyk V.O. Components of model for analysis of influence of renewables on the electricity market price in Ukraine. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 4. Pp. 72–75. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2020.04.072>
3. Kyrylenko O. V., Strzelecki R., Denysiuk S. P., Derevianko D. G. Main Features of the Stability and Reliability Enhancement of Electricity Grid with DG in Ukraine Based on IEEE Standards. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 6. Pp. 46-50.
4. Popov O.O., Iatsyshyn A.V., Kovach V.O., Artemchuk V.O., Kameneva I.P., Taraduda D.V., Sobyna V.O., Sokolov D.L., Dement M.O., Yatsyshyn T.M. Risk Assessment for the Population of Kyiv, Ukraine as a Result of Atmospheric Air Pollution. *Journal of Health and Pollution*. 2020. Vol. 10. Issue 25. 200303. DOI: <https://doi.org/10.5696/2156-9614-10.25.200303>
5. Iatsyshyn A., Iatsyshyn A., Artemchuk V., Kameneva I., Kovach V., Popov O. Software tools for tasks of sustainable development of environmental problems: peculiarities of programming and implementation in the specialists preparation. E3S Web of Conferences. The International Conference on *Sustainable Futures: Environmental, Technological, Social and Economic Matters* (ICSF 2020). 2020. Vol. 166. 01001. DOI: <https://doi.org/10.1051/e3sconf/202016601001>
6. Lezhniuk P., Komar V., Rubanenko O. Information Support for the Task of Estimation the Quality of Functioning of the Electricity Distribution Power Grids with Renewable Energy Source. IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems* (ESS). Kyiv, Ukraine, May 12–14, 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9159965>
7. Zgurovets O., Kulyk M. Comparative analysis and recommendations for use of frequency regulation technologies in integrated power systems with a large share of wind power plants. In: *Systems, Decision and Control in Energy II. Studies in Systems, Decision and Control*. 2021. Vol 346. Pp. 81–99. Springer, Cham. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-69189-9_5
8. Kyrylenko O.V., Blinov I., Parus E., Operation evaluation of power plants in the provision of ancillary services of primary and secondary frequency control in the Ukrainian power system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 5. Pp. 55 – 60. (Ukr)
9. Lezhniuk P., Kravchuk S., Netrebskiy V., Komar V., Lesko V. Forecasting Hourly Photovoltaic Generation On Day Ahead. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems* (ESS). Kyiv, Ukraine, April 17–19, 2019. Pp. 184–187. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764245>
10. Blinov I.V., Miroshnyk V.O., Shimanyuk P.V. Short-term interval forecast of the total supply of electricity by producers from renewable energy sources. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2019. Issue 54. Pp. 5-12. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.54.005>
11. Kulyk M., Zgurovets O. Modeling of Power Systems with Wind, Solar Power Plants and Energy Storage. Part of the Book *Studies in Systems, Decision and Control* (SSDC). 2020. Vol. 298. Pp. 231–245. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-48583-2_15

12. Butkevich O.F., Yuneeva N.T., Gureeva T.M. On the issue of placement of energy storage in the Ukrainian UES. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 6. Pp. 59–64. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.059>
13. Denysiuk S., Derevianko D. Optimization features of energy processes in energy systems with Distributed Generation. 2020 IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems* (ESS 2020). Kyiv, Ukraine, May 12–14 2020. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160212>
14. Electrical Energy Storage. White paper. International Electrotechnical Commission. 2011. P. 78
15. Blinov I., Parus E. Approach of reactive power pricing for ancillary service of voltage control in Ukraine. IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems. Kyiv, Ukraine, June 02-06, 2014. Pp. 145–148. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2014.6874167>
16. Blinov I., Tankevych S. The harmonized role model of electricity market in Ukraine. 2016 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems* (IEPS 2016). Kyiv, Ukraine, June 07–11, 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521861>
17. Blinov I.V., Parus Y.V., Ivanov H.A. Imitation modeling of the balancing electricity market functioning taking into account system constraints on the parameters of the IPS of Ukraine mode. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 6. Pp. 72–79 (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.06.072>
18. Blinov I.V., Parus E.V. Congestion management and minimization of price difference between coupled electricity markets. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 4. Pp. 81–88. (Ukr)
19. Derevianko D.G., Horenko D.S. Main features of construction and operation of virtual power plants while the development of UES of Ukraine. *Power engineering: economics, technique, ecology*. 2016. No 3. Pp. 61-69. (Ukr).
20. Ivanov H., Blinov I., Parus Y. Simulation Model of New Electricity Market in Ukraine. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems*. Kyiv, Ukraine, April 17–19, 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764184>
21. A Behind the Scenes Take on Lithium-ion Battery Prices. BloombergNEF. URL: <https://about.bnef.com/blog/behind-scenes-take-lithium-ion-battery-prices/> (Accessed: 27.12.2020)
22. Deeba S.R., Sharma R., Kumar Saha T., Chakraborty D., Thomas A.. Evaluation of technical and financial benefits of battery-based energy storage systems in distribution networks. *IET Renewable Power Generation*. 2016. Vol. 10. No 8. Pp. 1149–1160. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2015.0440>
23. Blinov I.V., Zaitsev I.O., Kuchanskyy V.V. Problems, methods and means of monitoring power losses in overhead transmission lines. Part of the *Studies in Systems, Decision and Control* book series. Springer, Vol. 298. 2020. Pp. 123–136. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-48583-2_8
24. Zhang Y., Dong Z.Y., Luo F., Zheng Y., Meng K., Wong K.P. Optimal allocation of battery energy storage systems in distribution networks with high wind power penetration. *IET Renew Power Generation*. 2016. Vol. 10(8). Pp. 1105–1113. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2015.0542>
25. Farrokhifar M. Optimal operation of energy storage devices with RESs to improve efficiency of distribution grids; technical and economical assessment. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2016. Vol. 74. Pp. 153–61. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2015.07.029>
26. Qin M., Chan K.W., Chung C.Y., Luo X., Wu T. Optimal planning and operation of energy storage systems in radial networks for wind power integration with reserve support. *IET Generation, Transmission & Distribution*. 2016. Vol. 10. Issue 8. Pp. 2019–2025. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2015.1039>
27. Azizivahed A., Naderi E., Narimani H., Fathi M., Narimani M.R.. A new bi-objective approach to energy management in distribution networks with energy storage systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*. 2017. Vol. 9(1). Pp. 56–64. DOI: <https://doi.org/10.1109/TSTE.2017.2714644>
28. Awad A.S.A., El-Fouly T.H.M., Salama M.M.A. Optimal ESS allocation for load management application. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2015. Vol. 30(1). Pp. 327–336. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2014.2326044>
29. Macedo L.H., Franco J.F., Romero R., Ortega-Vazquez M.A., Rider M.J.. Increasing the hosting capacity for renewable energy in distribution networks. *Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*. Washington, 23-26 April 2017. Pp. 1-5.
30. Baran M., Wu F.. Network reconfiguration in distribution systems for loss reduction and load balancing/ *IEEE Transactions on Power Delivery*. 1989. Vol. 4. Issue 2. Pp. 1401–1407.
31. Moser I., Hooke-Jeeves Revisited. IEEE Congress on Conference: Evolutionary Computation (CEC 2009). 2009. DOI: <https://doi.org/10.1109/CEC.2009.4983277>
32. State Standard of Ukraine EN 50160-2014 Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution system. Kyiv. DP UkrNDNC. 2014. 27 p. (Ukr)
33. Kucevica D., Tepe B., Englberger S., Parlikar A., Mühlbauer M. Standard battery energy storage system profiles: Analysis of various applications for stationary energy storage systems using a holistic simulation framework. *Journal of Energy Storage*. 2020. Vol. 28. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.est.2019.101077>

Надійшла 11.01.2021
Остаточний варіант 12.04.2021

APPLICATION OF WAVELET TRANSFORM FOR PHASE-TO-GROUND FAULT PROTECTION IN MEDIUM VOLTAGE ELECTRICAL NETWORKS

V.F. Syvokobylenko*, V.A. Lysenko**

Donetsk National Technical University,
Shibankova sq., 2, Pokrovsk, Donetsk region, 85300, Ukraine.
E-mail: svf1934@gmail.com ; viktor.lysenko@donntu.edu.ua

For electrical networks with voltage of 6-35 kV with a compensated, isolated or resistor-grounded neutral, a phase-to-ground protection has been developed, in which, based on the results of the time-frequency wavelet transform of zero-sequence currents, voltages and their derivatives, using the obtained analytical expression, the total reactive power wavelet for different frequencies is determined. It is shown that at the initial moment of a phase-to-ground fault on the damaged feeder the power is always positive, and on the undamaged feeder it is negative, regardless of the operating mode of the neutral. Wavelet transform coefficients are found by convolution of discrete values of measured signals with sine-cosine signals of the Morlet mother function. The time-reversed sequence of these signals is obtained using a matrix for which the rules for its formation are stated. An excess of the zero phase sequence voltage amplitude of the set value is used as a starting protection element. With the help of a mathematical model of the network, studies of the behavior of protection in case of blind and arc phase-to-ground faults at various degrees of compensation of capacitive currents, at various voltage values at the moment of the short circuit have been carried out. In all modes, a reliable protection operation is obtained, the sensitivity of which is an order of magnitude higher than the protection based on Fourier transforms. Positive results of testing a protection sample implemented on a microprocessor-based element base at a laboratory stand are obtained. References 20, figures 7, tables 2.

Key words: electrical network, current, voltage, zero phase sequence, wavelet transform, reactive power, protection against phase-to-ground faults.

The relevance of the problem and its connection with applied problems. Electric networks with voltage of 6 – 35 kV, operating with a compensated or isolated neutral of the network, are taken as the basis for power supply systems of industrial enterprises, cities, and the auxiliary needs of power plants. Taking into account the large length and widespread prevalence of such networks, the problem of protecting networks against the most common insulation damage – a single-phase-to-ground fault is urgent. A significant part of ground faults are transient and short-term processes accompanied by an electric arc. In such cases, steady-state current and mains voltage ground-fault protection devices are not able to operate correctly. We also note that the use of a Petersen coil to compensate the capacitive ground fault current complicates the operation of protection devices, since it significantly reduces the single-phase ground fault current in the steady state. In addition, the phase of the current in relation to the voltage depends on the degree of compensation of the capacitive current by the reactor, which makes it difficult implementation of selective protection.

Review of publications and disadvantages of known solutions. The problem of analyzing transients in networks with ungrounded neutral in order to create an effective algorithm for protection against unstable ground faults is being actively studied in Europe and around the world [1-3]. In particular, in [3], the aperiodic component of the transient of a single-phase-to-ground fault is investigated and its influence on the operation of known methods of protection against such faults is analyzed; the EMTP code is used to simulate the network. Much attention is paid to the features of mathematical modeling of an electric arc at the site of damage and methods of detecting and classifying damage, here the MATLAB-SIMULINK code is used to model the network [4]. The PSCAD code is also widely used. The work [5] explores the possibility of using voltages and currents not only of zero, but also of negative sequence to identify single-phase-to-ground faults. In [6], an attempt was made to obtain additional information on the ground fault due to a significant (up to 1 Msample per second) increase in the signal sampling frequency. Mathematical models of electrical networks including models of relay protection devices are investigated [7]. The search for optimal parameters of mathematical methods for processing signals from primary current and voltage sensors is

© Syvokobylenko V.F., Lysenko V.A., 2021

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-7720-0540> ; **<https://orcid.org/0000-0002-6411-3114>

underway [7, 8, 9]. Methods for identifying single-phase-to-ground faults are being developed and the sensitivity of such methods is analyzed in conditions of high resistances at the fault point [9]. It is also known about the use of a logical algorithm for making decisions based on the results of comparing the coefficients obtained as a result of wavelet transforms (WT) [10]. The WT is used to analyze transient processes in distribution networks with a resonantly grounded neutral [11], as well as in electric power systems [12-14]. As a rule, the scale of electric power systems does not allow to draw a clear boundary between the transient and steady-state mode [15, 16], which results in the application of the WT in cases where there is no complete certainty that there is no transient process at the moment. However, the WT mechanism by itself does not guarantee the desired result. For this reason, active research on transient processes and the development of protection methods using WT algorithms are still ongoing, and the search for the optimal base (kernel, mother) WT function is underway [17, 18]. The selection of frequency components can be carried out using both WT and classical digital filters [19, 20]. Numerous attempts have been made to use various methods based on artificial neural networks (ANNs) to protect against single-phase-to-ground faults, however, in our opinion, the possibilities of simpler approaches have not been exhausted, among which the most attractive is the analysis and use of components of different frequencies in currents $3i_0$ and voltages $3u_0$ of zero phase sequence.

Problem definition and the goal of the work. To develop protection against single-phase-to-ground faults (SGF) of directional action for electrical networks with isolated or compensated neutral. The protection should be based on the WT of zero phase sequence voltages and currents arising from phase-to-ground faults during the discharge and recharge of the network capacities. To do this, it is necessary to obtain: analytical expressions for identifying higher harmonic components in currents, voltages and their derivatives with the help of WT; expressions for using this information in protection of directional action; to develop and investigate a microprocessor-based version of the implementation of the obtained analytical expressions.

Main material and the results obtained. The study of transients at single-phase-to-ground faults and their analysis for the development of principles for constructing protection is carried out using a mathematical model of the electrical network, a description of which is given in [7]. Consider a typical transformer substation for a 6 kV power supply system (Fig. 1), which consists of 110/6 kV step-down power transformer T1, busbars of the first sections BB-1, from which three cable lines F1-F3 are powered, each of which has zero phase sequence current transformers TA0. Measuring voltage transformers VT0, are connected to the busbars. Phase-to-ground faults protection relay (R1-R3) are connected to the secondary circuits of TA0 and VT0. The neutral of the network is grounded through a reactor (Petersen coil) (PC) with a resonant inductance (L_{res}) of 0.16 H, and the capacitances of the phases to the ground of the feeders connected to this section are 1, 9 and 12 μF , respectively. The total capacitive current of the section at the SGF is 72 A. The mathematical model of the network is based on the differential equations of the network elements, the solution of which, in order to increase the numerical stability, is carried out by implicit

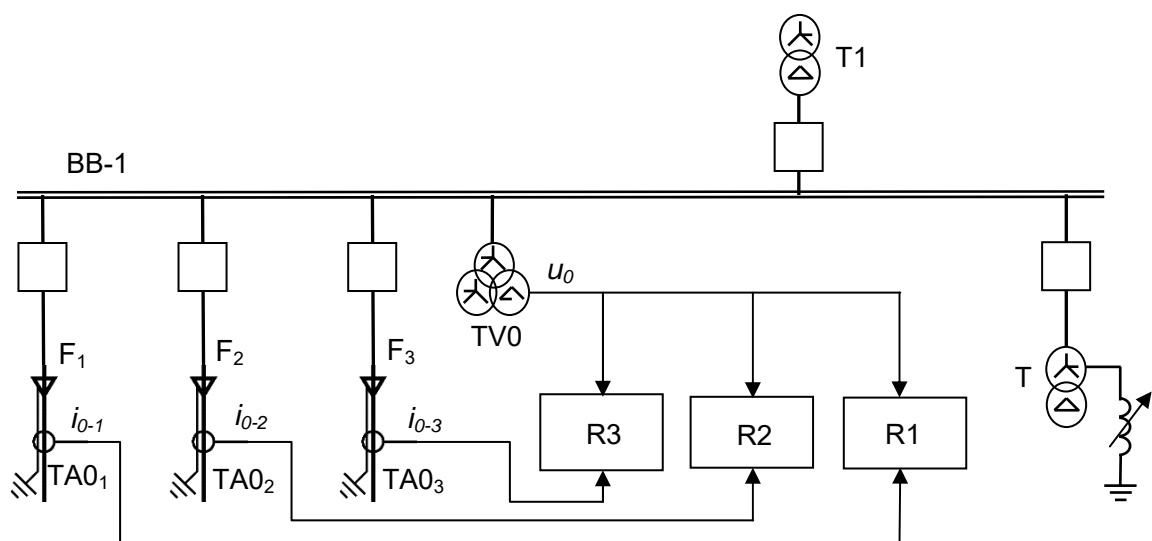


Fig. 1

methods with a calculation step of 0.5 ms. The calculation results are presented in relative units with the basic ones: for voltage $U_b = \sqrt{2} \cdot 6000 / \sqrt{3} = 4900$ V, for current $I_b = \sqrt{2} \cdot I_{SGF} = \sqrt{2} \cdot 72 = 101,8$ A, for power $Q_b = U_b \cdot I_b = 0,5$ MVA.

The proposed in this work protection method is based on the use of time-frequency dependencies of harmonic components in currents $i=3i_0$ and voltages $u=3u_0$ of zero phase sequence and in their orthogonal components, which are derivatives pi, pu , ($p=d/dt$). Determination of the latter is carried out by numerical differentiation of the initial currents and voltages arising in the transient process during SGF. For this, for example, when using three instantaneous values of current (voltage), formula (1) is used, in which h is the calculation step, and $\omega=314$ s⁻¹ (hereinafter, the calculation step is the same as the integration step of the differential equations of the mathematical model, we will denote it as h , the sampling period of the ADC of the protection device is also assumed to be equal h):

$$px = \frac{d}{dt}(x) = \frac{1}{2\omega h}(3x_n - 4x_{n-1} + x_{n-2}). \quad (1)$$

The nature of the transient in the case of the SGF, as can be seen from Fig. 1, is non-stationary and largely depends on the instantaneous value of the voltage at the damaged phase at the moment of the occurrence of the SGF. In this case, the free components have the highest intensity of change at $u=u_{\max}$, and the lowest one at $u=u_{\min}=0$. It follows from Fig. 2 that in the case of the SGF, the derivatives also have an intense character of change.

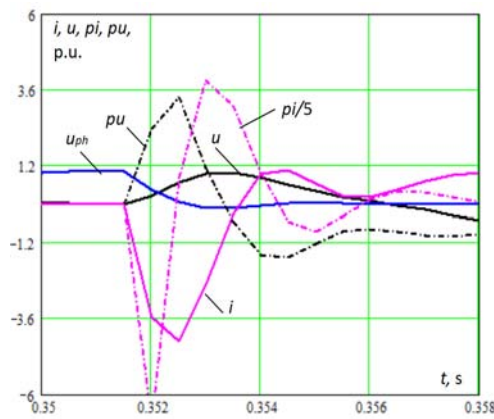


Fig. 2

As the parent (basic) wavelet, we take the Morlet wavelet, which is a complex function oscillating with given frequency and modulated by a damped Gaussian function. This choice is due to the complex nature of the function, which further facilitates the determination of the phase of the frequency components:

$$G(t) = \exp\left(-\frac{\pi \cdot t^2}{2}\right) \cdot \exp(j2\pi \cdot t). \quad (3)$$

If instead of t substituting $(t-b)/a$ in (3) and considering it in relation to a discrete input signal having N samples ($n = 1, 2, \dots, N$) during the period of the network fundamental frequency f_n at the sampling frequency f_s , then the mother wavelet (3) takes the form:

$$G\left(\frac{n-b}{a}\right) = J(n, a, b) \cdot \exp\left[j2\pi \frac{(n-b)}{a}\right] = gC(n, a, b) + j \cdot gS(n, a, b), \quad (4)$$

where the amplitude $J(n, a, b)$, cosine $gC(n, a, b)$ and $gS(n, a, b)$ sine components respectively equal to

$$J(n, a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \exp\left[-\pi \frac{(n-b)^2}{a^2}\right]; \quad (5)$$

$$gC(n, a, b) = J(n, a, b) \cdot \cos\left(\frac{2\pi(n-b)}{a}\right); \quad gS(n, a, b) = J(n, a, b) \cdot \sin\left(\frac{2\pi(n-b)}{a}\right). \quad (6)$$

The nature of the change in the amplitudes and oscillations of functions (5), (6) for two different frequencies is shown as an example in Fig. 3.

Fig. 3. Mother sine-cosine Morlet wavelet functions for $N=40$, $h=0.5$ ms, frequencies 350 Hz (a) and 150 Hz (b).

Now, having written (2) in discrete form, we can determine some k -th ($k = 1, 2, \dots, N..$) wavelet coefficients of transforms $WC(k, a, b)$ for cosine and $WS(k, a, b)$ for sine components of the mother function G :

$$WC(k, a, b) = \sum_{n=1}^N x(k-n) \cdot gC(n, a, b), \quad WS(k, a, b) = \sum_{n=1}^N x(k-n) \cdot gS(n, a, b). \quad (7), (8)$$

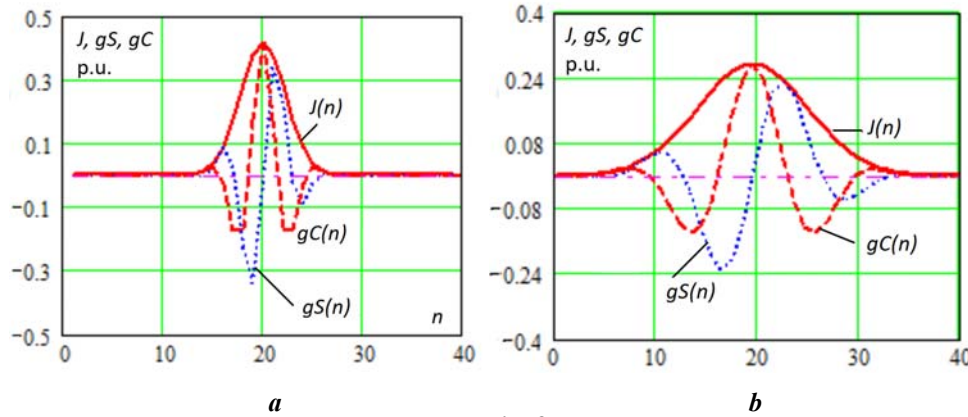


Fig. 3

Expressions (7), (8) represent the convolution of the input discrete signal and the mother wavelet. It can be defined as the cross-correlation of one of the sequences with the second one which is inverse in time. This operation can be performed using the square size $N \times N$ matrix of the convolution kernel $M(g)$, which is a

function of vectors gC or gS . The matrix $M(g)$ is formed as follows: all elements of its main diagonal are equal to g_1 , elements on the diagonal below the main one are equal to g_2 , even lower – to g_3 , etc. On the diagonal, located above the main one, all elements are equal to g_N , then on the next one – to g_{N-1} , etc. The general form of the matrix $M(g)$, as well as the example for $N=5$, are given below:

$$M(g) = \begin{bmatrix} g_1 & g_N & g_{N-1} & \dots & g_2 \\ g_2 & g_1 & g_N & \dots & g_3 \\ g_3 & g_2 & g_1 & \dots & g_4 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_N & g_{N-1} & g_{N-2} & \dots & g_1 \end{bmatrix}; \quad M(g) = \begin{bmatrix} g_1 & g_5 & g_4 & g_3 & g_2 \\ g_2 & g_1 & g_5 & g_4 & g_3 \\ g_3 & g_2 & g_1 & g_5 & g_4 \\ g_4 & g_3 & g_2 & g_1 & g_5 \\ g_5 & g_4 & g_3 & g_2 & g_1 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

We find the WT coefficients by multiplying the matrix $M(g)$ by the vector of the input signal. So, for input signals of protection against SGF of currents i , voltages u and their derivatives pi , pu , the WT coefficients cosine WCI , WCU , $WCpI$, $WCpU$ and sine WSI , WSU , $WSpI$, $WSpU$ are respectively found from the expressions:

$$WCpI(n) = M(gC) \cdot pi(n); \quad WSI(n) = M(gS) \cdot i(n); \quad (10)$$

$$WSpU(n) = M(gS) \cdot pu(n); \quad WCU(n) = M(gC) \cdot u(n); \quad (11)$$

$$WCI(n) = M(gC) \cdot i(n); \quad WSpI(n) = M(gS) \cdot pi(n); \quad (12)$$

$$WSU(n) = M(gS) \cdot u(n); \quad WCpU(n) = M(gC) \cdot pu(n). \quad (13)$$

With the help of the WT coefficients obtained as a result of the decomposition of the initial signals into the basic ones, it seems possible to analyze the dynamics of the appearance and disappearance of individual harmonics during the SGF. For this, as a criterion for the protection operation, we take the

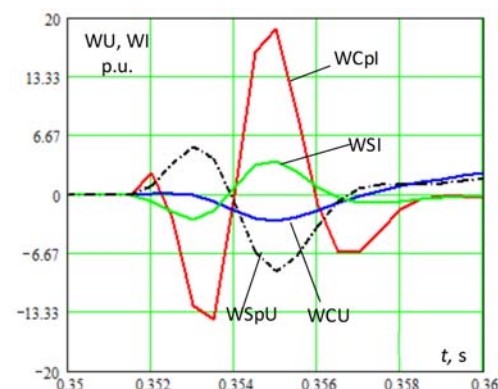


Fig. 4

positive direction of the wavelet-transformed reactive power WQ , defined as the sum of the products of the corresponding wavelet coefficients of currents and voltages with the same serial numbers. It is characteristic that these coefficients correspond to the same frequencies and coincide or opposite in phase. For example, the wavelets coefficients $WSpU$, WCU and also $WCpI$, WSI are in phase, WCI , $WSpI$ as well WSU , $WCpU$ are opposite in phase. This is due to the fact that differentiation, and then a sine or cosine WT of the signal changes the phase of the signal by 180° or 360° .

The nature of the change of obtained using (10) - (13) wavelet coefficients is shown in Fig. 4 (example is given for wavelet coefficients with serial number 16).

Taking into account the above phase relationships between wavelets, two analytical expressions for determining the power WQ are obtained in this work. We find it at each calculation step as the average value of the dot product of the corresponding combined WC vectors for currents WI and for voltages WU :

$$WQ_1 = N^{-1}(WCpI - WSI) \cdot (WSpU + WCU); \quad (14)$$

$$WQ_2 = N^{-1}(WCI + WSpI) \cdot (WSU - WCPU). \quad (15)$$

The simulation results established that $WQ_1=WQ_2$ and this connection, we use below only one of them, which requires calculating only a part of expressions (10)-(13). Note that expressions (14), (15) are obtained for the scale a and shift b factors corresponding to the selection of only one central frequency by the filter. To increase the protection sensitivity, we will use several filters with different frequencies, which correspond to the sets a_r, b_r ($r=1, \dots, R$). Then for each of them it is necessary to determine vectors of mother functions gC_r, gS_r , matrices of convolution kernels $M(g)_r$, WT coefficients (10), (11), powers $WQ1_r$ and their sum $WQ1_\Sigma = \sum_{r=1}^R WQ1_r$. However, with this approach, the total computational costs and the duration of the protection action increase, since it is required at each computation step to perform R calculations of matrices $M(g)_r$ and find their total sum and use it in (10), (11) to determine the WT, i.e. it is necessary to determine:

$$MC_\Sigma = M(gC(n, a_1, b_1)) + \dots + M(gC(n, a_R, b_R)) = \sum_{r=1}^R M(gC(n, a_r, b_r)), \quad (16)$$

$$MS_\Sigma = M(gS(n, a_1, b_1)) + \dots + M(gS(n, a_R, b_R)) = \sum_{r=1}^R M(gS(n, a_r, b_r)). \quad (17)$$

However, the simulation results found that there is a linear relationship between the matrix M and the mother function G , which consists in the fact that the sum of matrices from several vectors of the mother function of the same dimension is equal to the matrix of the sum of these vectors, i.e.:

$$MC_\Sigma = M\left(\sum_{r=1}^R gC(n, a_r, b_r)\right); \quad MS_\Sigma = M\left(\sum_{r=1}^R gS(n, a_r, b_r)\right). \quad (18)$$

Application of (18) allows to eliminate the above-mentioned disadvantage, since it practically does not increase the computational costs when using several filters with different frequencies compared to one. At the same time, the sensitivity of the protection increases significantly.

On the basis of the presented mathematical description (1)-(18), a microprocessor protection against SGF is developed, the block diagram of the calculation part of which is shown in Fig. 5. It contains analog-to-digital converters ADC for converting analog signals $3u_0, 3i_0$ into discrete ones, d/dt blocks for calculating derivatives of input signals, blocks for forming and calculating the elements of the matrix $M(g)$ of the mother function kernel, as well as blocks for summation Σ , product X as well as WQ comparators. If in the first of them the power exceeds the threshold value Qp , then the first output element of protection – "SGF in the zone" is triggered, if the power is less $-Qp$, then the second output element – "SGF outside the zone" is triggered.

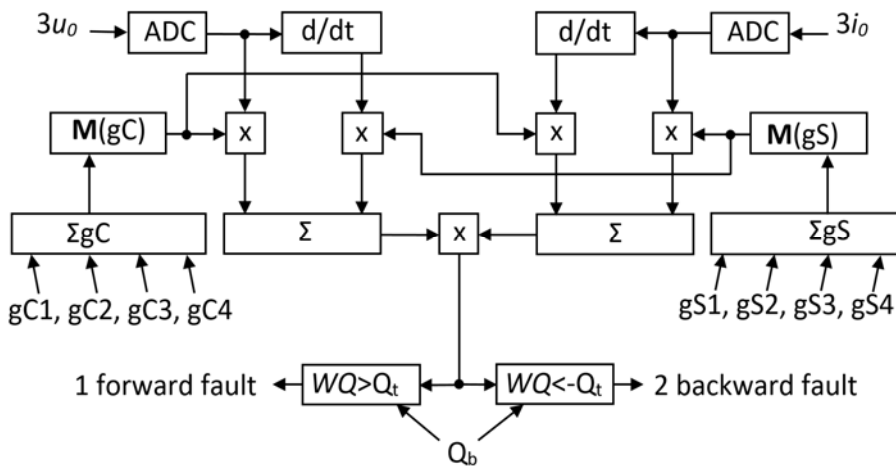


Fig. 5

triggered, if the power is less $-Qp$, then the second output element – "SGF outside the zone" is triggered.

The protection also provides for a triggering element that allows the protection to operate if the amplitude value U_m of the zero phase sequence voltage is at least 15% of the nominal one:

$$U_m = \sqrt{(3u_0)^2 + (p(3u_0))^2} \geq 0,15U_{nom}.$$

Below the results are presented of a study of protection, in which at each period of the network fundamental frequency $f_n = 50$ Hz, $N = 40$ discrete values with a sampling frequency $f_s = 2000$ Hz were allocated. The WT is carried out using four filters with frequencies of 350, 250, 150, 100 Hz, for which, taking into account the fact that $a=f_s/f_n$, the values of the coefficients a, b were:

$$a_1 = 5,7, b_1 = 20; a_2 = 8, b_2 = 20; a_3 = 13,3, b_3 = 20; a_4 = 20, b_4 = 20.$$

Results of calculations of the wavelet power WQ in relative units for the SGF on feeders with the smallest (F1) and largest (F3) capacitances are given in Table 1.

Table 1

Feeder power, WQ, p.u.	Reactor inductance	SGF on feeder F1 at fault phase voltage			SGF on feeder F3 at fault phase voltage		
		$u=U_{max}$	$u=0.5U_{max}$	$u=0.1U_{max}$	$u=U_{max}$	$u=0.5U_{max}$	$u=0.1U_{max}$
F1 (C=1 μ F)	Lres	48.0	32.0	6.5	-3.09	-2.23	-0.89
	3*Lres	54.4	38.0	11.4	-3.1	-2.24	-0.76
	0.33*Lres	38.0	25.0	4.5	-3.0	-2.20	-0.78
F2 (C=9 μ F)	Lres	-23.0	-16.4	-5.4	-25	-17.8	-6.0
	3*Lres	-23.8	-16.9	-5.5	-25	-17.8	-6.0
	0.33*Lres	-22.2	-16.1	-5.2	-25	-17.8	-6.0
F3 (C=12 μ F)	Lres	-32.6	-23.2	-7.8	20	13.33	2.69
	3*Lres	-33.9	-23.9	-7.9	24.4	17.8	4.58
	0.33*Lres	-32.2	-22.8	-7.5	20	13.7	2.7

As can be seen from the data presented, regardless of the degree of tuning of the reactor, the power of the damaged feeder is always positive, and that of the undamaged one is negative. Its values are maximum at the amplitude voltage on the phase at the moment of damage, and minimum at close to zero. However,

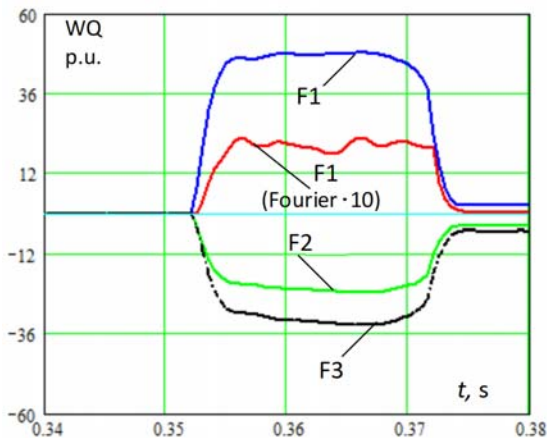


Fig. 6

when the threshold power value is equal to the basic one $Q_p = Q_b$, the correct operation of the protection takes place in all the considered cases of the SGF.

The nature of the power change in the case of the SGF on the damaged F1 feeder and on the undamaged F2, F3 ones is shown in Fig. 6. It also shows the power value when the same harmonics are separated using the Fourier transform, which is more than an order of magnitude lower than with the proposed WT.

The results of the analysis of the protection operation when an active resistance $R = 500 \Omega$ is connected in parallel to the reactor showed that, as follows from the data given in Table 2, the power values practically do not depend on the resistance value, and the protection algorithm also operates reliably.

Table 2

Feeder power, WQ, p.u.	Reactor inductance	SGF on feeder F1 at phase voltage		
		$u=U_{max}$	$u=0.5U_{max}$	$u=0.1U_{max}$
F1	Lres	47.6	31.8	6.5
	3*Lres	54.5	37.8	11.3
	0,33*Lres	36.7	25.2	4.5
F2	Lres	-22.9	-16.45	-5.4
	3*Lres	-23.6	-16.7	-5.45
	0,33*Lres	-22.3	-15.7	-4.6
F3	Lres	-32.5	-23.8	-7.84
	3*Lres	-33.3	-23.9	-7.9
	0,33*Lres	-31.5	-22.3	-7.5

Figure 7 shows the operation of the output protection element when the zero-sequence voltages and currents are applied to the input, recorded by the mathematical model. Also, positive results of a microprocessor-based protection sample on a laboratory bench have been obtained.

Conclusions.

1. A method of protection against phase-to-ground faults in medium voltage electrical networks has been developed. The method determines the direction of the reactive power wavelet from the wavelet data of the converted zero phase sequence currents and voltages and their derivatives using the Morlet mother function.

2. Matrix-vector analytical expressions are obtained for determining the reactive power wavelet using the coefficients of the wavelet transforms of the measured quantities and the matrix of the kernel of the Morlet mother function, for which the rules of its formation are stated.

3. For the matrix of the kernel of the mother Morlet function, a linear relationship was established between the sum of matrices of several vectors with different frequencies and the matrix of the sum of these vectors, which made it possible to increase the protection sensitivity practically without increasing computational costs by increasing the number of allocated harmonics, and, consequently, the total wavelet coefficient of reactive power.

4. With the help of a mathematical model, as well as during tests on a laboratory bench, results were obtained that confirm the high reliability and sensitivity of the developed protection device prototype.

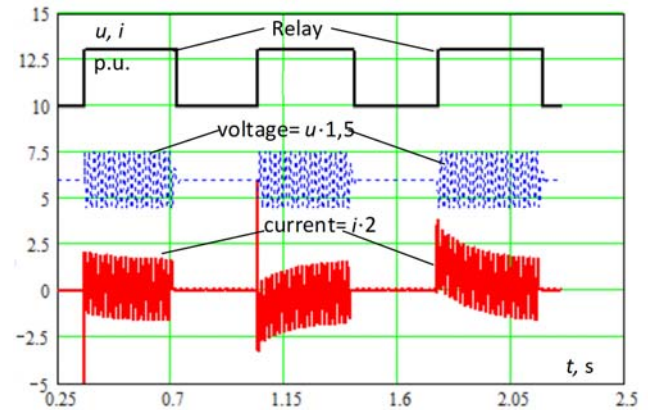


Fig. 7

1. Vaibhav S. Yendole, Kiran A. Dongre. Power System Fault Analysis Using Signal Processing Technique – A Review. *International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering*. 2018. Vol. 6. Issue 5. Pp. 64-67. DOI: <https://doi.org/10.17148/IJIREEICE.2018.6514>
2. Jabr H.M., Megahed A.I. A Wavelet-FIRANN Technique for High-Impedance Arcing Faults Detection in Distribution Systems. *International Conference on Power Systems Transients (IPST'05)*. Montreal, Canada, June 19-23, 2005. Paper No. IPST05 – 035.
3. Yong Guo, Kezunovic M., Deshu Chen. Simplified algorithms for removal of the effect of exponentially decaying DC-offset on the Fourier algorithm. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2003. Vol. 18. No 3. Pp. 711-717. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2003.813894>.
4. Debadatta Amaresh Gadanayak, Ranjan Kumar Mallick. Interharmonics based high impedance fault detection in distribution systems using maximum overlap wavelet packet transform and a modified empirical mode decomposition. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2019. Vol. 112. Pp 282-293. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.04.050>.
5. Farughian A., Kumpulainen L., Kauhaniemi K. Non-Directional Earth Fault Passage Indication in Isolated Neutral Distribution Networks. *Energies*. 2020. Vol. 13 (18). Pp. 1-10. DOI: <https://doi.org/10.3390/en13184732>
6. Gomes D.P.S., Ozansoy C., Ulhaq A. Vegetation High-Impedance Faults' High-Frequency Signatures via Sparse Coding. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2020. Vol. 69. No 7. Pp. 5233-5242. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIM.2019.2950822>.
7. Syvokobylenko V.F., Lysenko V.A. Earth fault protection for compensated electric networks based on frequency filters. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2020. No 1. Pp. 69-74. DOI: <https://doi.org/10.33271/nvngu/2020-1/069>.
8. Das D., Singh N.K., Sinha A.K. A comparison of Fourier transform and wavelet transform methods for detection and classification of faults on transmission lines. *IEEE Power India Conference*. New Delhi, 2006. P. 7. DOI: <https://doi.org/10.1109/POWERI.2006.1632580>.
9. Syvokobylenko V.F., Lysenko V.A. Earth Fault Protection Improvement on Distribution Networks. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 54-61. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.054>. (Ukr).
10. Ahmed R. Adly, Ragab A. El Sehiemy, Almoataz Y. Abdelaziz, N. M. A. Ayad. An Automated Fault Identification Scheme for Transmission Networks. *Proc. Recent Trends in energy system Conference*. Cairo, Egypt, 3 October, 2015. Pp. 289-303.
11. Chaari O., Meunier M., Brouaye F. Wavelets: a new tool for the resonant grounded power distribution systems relaying. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 1996. Vol. 11. No 3. Pp. 1301-1308. DOI: <https://doi.org/10.1109/61.517484>.
12. Wilkinson W.A., Cox M.D. Discrete wavelet analysis of power system transients. *IEEE Transactions on Power Systems*. 1996. Vol. 11. No 4. Pp. 2038-2044. DOI: <https://doi.org/10.1109/59.544682>.
13. Jurado F., Valverde M. Applications of Signal Processing Tools in a Power Systems Course. *The International Journal of Electrical Engineering & Education*. 2004. Vol. 41(1). Pp. 28-42. DOI: <https://doi.org/10.7227/IJEEE.41.1.3>

14. Galli A.W., Heydt G.T., Ribeiro P.F. Exploring the power of wavelet analysis. *IEEE Computer Applications in Power*. 1996. Vol. 9. No 4. Pp. 37-41. DOI: <https://doi.org/10.1109/67.539845>.
15. Lysenko V.A. Model of zero sequence noise in small current grounding system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 2. Pp. 44-45. (Ukr)
16. Driesen J., Van Craenenbroeck T., Reekmans R., Van Dommelen D. Analysing time-varying power system harmonics using wavelet transform. Quality Measurement: The Indispensable Bridge between Theory and Reality (No Measurements? No Science!) *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference and IMEKO Tec*. Brussels, Belgium, 1996. Vol. 1. Pp. 474-479. DOI: <https://doi.org/10.1109/IMTC.1996.507428>.
17. Ahmed R. Adly, Alaa M. Abdel-hamed, Said A. Kotb, Magdy M. Zaki. Fault Detection for Multi-terminal Transmission Line with Nuclear Power Plant Based on Wavelet Transform. *Arab Journal of Nuclear Sciences and Applications*. 2019. Vol. 52(3). Pp. 144-152. DOI: <https://doi.org/10.21608/ajnsa.2019.6832.1162>.
18. Borghetti A., Bosetti M., Di Silvestro M., Nucci C.A., Paolone M. Continuous-Wavelet Transform for Fault Location in Distribution Power Networks: Definition of Mother Wavelets Inferred From Fault Originated Transients. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2008. Vol. 23. No 2. Pp. 380-388. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2008.919249>.
19. Syvokobylenko V.F., Lysenko V.A. Microprocessor selective protection from the phase to the earth fault in electric networks with Petersen coil in neutral. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 2. Pp. 54-62. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.02.054>. (Rus)
20. Gilbert Strang, Truong Nguyen. Wavelets and filter banks. Wellesley-Cambridge Press, 1996. 541 p.

УДК 621.316.925

ЗАСТОСУВАННЯ ВЕЙВЛЕТ-ПЕРЕТВОРЕННЯ ДЛЯ ЗАХИСТУ ВІД ЗАМИКАННЯ ФАЗИ НА ЗЕМЛЮ В ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ СЕРЕДНЬОЇ НАПРУГИ

В.Ф. Сивокобыленко, докт. техн. наук, **В.А. Лисенко**, канд. техн. наук
 Донецький національний технічний університет,
 пл. Шибанкова, 2, Покровськ, Донецька обл., 85300, Україна.
 E-mail: svf1934@gmail.com; viktor.lysenko@donntu.edu.ua

Для електричних мереж напругою 6-35 кВ з компенсованою, ізольованою або резисторно-заземленою нейтраллю розроблено метод захисту від замикання фази на землю, в якому за результатами частотно-часового вейвлет-перетворення струмів, напруг нульової послідовності та їхніх похідних за допомогою отриманого аналітичного виразу визначають сумарний вейвлет реактивної потужності для різних частот. Показано, що в початковий момент замикання фази на землю на пошкодженому приєднанні потужність завжди позитивна, а на непошкодженому – негативна незалежно від режиму роботи нейтралі. Коефіцієнти вейвлет-перетворень знаходять шляхом зортки дискретних значень вимірюваних сигналів з синусно-косинусними сигналами материнської функції Морле. Звернену в часі послідовність цих сигналів отримують за допомогою матриці, для якої викладено правила її формування. Як пусковий орган захисту використовується перевищення амплітудою напруги нульової послідовності заданого значення. За допомогою математичної моделі мережі виконано дослідження поведінки захисту у разі глухих і дугових замикань фази на землю, за різного ступеня компенсації ємнісних струмів, за різних значень миттєвої напруги в момент замикання. У всіх режимах отримано надійну роботу захисту, чутливість якого на порядок перевищує чутливість захисту, заснованого на перетворенні Фур'є. Отримано позитивні результати випробувань реалізованого на мікропроцесорній елементній базі зразка захисту на лабораторному стенді. Бібл. 20, рис. 7, табл. 2.

Ключові слова: електрична мережа, струм, напруга, нульова послідовність, вейвлет-перетворення, реактивна потужність, захист від замикань фази на землю.

Надійшла 19.10.2020
 Остаточний варіант 11.05.2021

АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ ПЕРЕДАЧІ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ В СИСТЕМІ БЕЗДРОТОВОЇ ЗАРЯДКИ АКУМУЛЯТОРНОЇ БАТАРЕЇ ЕЛЕКТРОМОБІЛЯ

О.Д. Подольцев^{1*}, докт. техн. наук, В.Б. Павлов^{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: podol@ied.org.ua

² Секція прикладних проблем НАН України,
вул. Володимирська, 54, Київ, 01030, Україна.

Проведено теоретичні дослідження ефективності передачі електричної енергії у бездротовому зарядному пристрої індуктивного типу із послідовним резонансом в колах передавальної та приймальної котушок. Показано, що ефективність залежить від параметру $k_{12}Q$ (добуток коефіцієнту магнітного зв'язку та добротності котушок) і співвідношення активних опорів акумуляторної батареї та котушки. Показано, що існує оптимальне значення співвідношення, за якого ефективність пристрою є максимальною (за умови $k_{12}Q = \text{const}$), і її значення монотонно зростає із ростом параметра $k_{12}Q$. Причому, задля досягнення ефективності більше 0.8, необхідно мати систему котушок із значенням $k_{12}Q > 10$. Наведено графічні залежності, що надають змоги визначення цієї ефективності як функції цих двох параметрів та встановити допустимий інтервал змінення співвідношення опорів з точки зору високої ефективної енергопередачі. Проведено чисельний розрахунок високочастотного магнітного поля (із робочою частотою 100 кГц), що утворюється котушками, у двох випадках – за відсутності екранування та за наявності алюмінієвих електромагнітних екранів. Показано високу ефективність використання таких екранів. Особливістю розрахунку є те, що для визначення значень комплексних струмів в обох котушках, які залежать від режиму роботи всього пристрою, використовується попередній їхній розрахунок на основі створеної Simulink-моделі пристрою. Бібл. 14, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: бездротова передача енергії, бездротова зарядка акумуляторної батареї, повітряний трансформатор, послідовний резонанс, ефективність енергопередачі, електромагнітний екран.

Вступ. Створення нових моделей електротранспорту, що використовують акумуляторні батареї як джерело живлення, та все більш їхнє широке застосування є актуальним напрямком розвитку інфраструктури громадського та особистого транспорту. Транспорт з електричним приводом має незаперечні переваги по відношенню до транспортних засобів на вуглеводневих енергоносіях, а саме: екологічність, безшумність, простота і легкість управління, а також економічність під час експлуатації з огляду на значно менші витрати на паливо та технічне обслуговування. Однак для споживача його привабливість поки обмежується відносно високою вартістю та відсутністю розвинутої інфраструктури зарядних станцій. Створення такої інфраструктури є одним із стратегічних завдань в області розвитку електричного транспорту у мегаполісах.

Найбільш перспективною технологією зарядки акумуляторних батарей електромобілів і електробусів, що складають основу електротранспорту у великих містах, є технологія безконтактної зарядки [1], головними перевагами якої є універсальність щодо різних видів і марок електротранспорту, безпека і комфортність. Однак для реалізації технології швидкої безконтактної зарядки необхідно створення зарядних пристроїв широкого діапазону потужності (2 - 100 кВт) з високою ефективністю передачі електричної енергії від зовнішньої мережі до акумуляторної батареї.

Безконтактні зарядні пристрої (БЗП) високої потужності можуть бути створені на основі використання декількох способів бездротової передачі електричної енергії [2, 3]: індуктивний, ємнісний та радіохвильовий. Найбільш ефективним з точки зору передавання відносно великої потужності на відстань 100 – 400 мм є індуктивний спосіб, що здійснює енергопередачу завдяки магнітному зв'язку між передавальною та приймальною котушками, що утворюють повітряний трансформатор. Встановлено [4], що необ-

хідною умовою ефективної передачі енергії між такими котушками, яка здійснюється на робочих частотах 20 -100 кГц та супроводжується виникненням значних реактивних струмів, є наявність ємнісних елементів в колах цих котушок, що утворюють резонанс в цих колах на робочій частоті.

В залежності від характеру підключення ємнісних елементів до котушок можливі чотири основні структури БЗП: «послідовно-послідовно», «послідовно-паралельно», «паралельно-паралельно» та «паралельно-послідовно». Загальну порівняльну характеристику цих структур наведено у [5, 6], де встановлено, що структура із послідовним підключенням ємності у колах обох котушок має певні переваги перед іншими, наприклад, внаслідок того, що умова виникнення резонансу у колах обох котушок не залежить від відстані між ними. Тому далі буде розглядатися саме така структура БЗП.

Слід зазначити, що важливими характеристиками БЗП для заряджання акумуляторної батареї електромобіля є: 1) висока ефективність бездротової передачі електричної енергії від джерела живлення до акумуляторної батареї у разі великого повітряного проміжку; 2) допустимий рівень височастотного магнітного поля, що утворюється навколо котушок задля зменшення втрат в металевих елементах корпусу автомобіля. Створення БЗП, що задовольняють зазначеним технічним характеристикам, пов'язано з цілим рядом науково-технічних питань, теоретичні основи для вирішення яких ще недостатньо досліджено та визначено на даний час. Так, наприклад, у [7] наведено загальні вирази для визначення ефективності передачі енергії в БЗП, але при цьому не розглянуто, від яких безрозмірних параметрів залежить ця ефективність та яким чином вибирати оптимальне значення опору навантаження, якщо він змінюється в процесі заряджання акумуляторної батареї. Характеристики деяких створених БЗП наведено у табл. 1. З таблиці видно, що ефективність цих пристроїв може змінюватися

Таблиця 1

Назва	Частота	Потужність	Відстань між котушками	Ефективність	Посилання
KAIST	20 кГц	22 кВт	200 мм	71%	[8]
NYU	85 кГц	25 кВт	210 мм	91%	[9]
Tokohu University	360 кГц	15 кВт	0-200 мм	75%	[10]
PATH	20 кГц	60 кВт	75 мм	60%	[11]
University of Auckland	85 кГц	1 кВт	100 мм	91,3%	[12]

від 60% до 90,3% і задля вирішення питання щодо підвищення ефективності необхідне проведення подальших досліджень. Чисельний розрахунок магнітного поля в БЗП наведено у [13].

Відома, що рівень цього поля залежить від комплексних значень струмів, що протікають в котушках, тобто від режиму роботи пристрою, та від їхніх геометричних розмірів. В роботі не пояснено, яким чином визначаються ці струми.

Метою роботи є аналіз електромагнітних процесів в безконтактному зарядному пристрої з послідовним резонансом в колах передавальної та приймальної котушок, визначення його оптимальних параметрів з точки зору підвищеної ефективності передачі електричної енергії в активне навантаження та оцінка рівня магнітного поля, що створюється таким пристроєм в навколишньому просторі за відсутності та наявності електромагнітного екрана.

1. Аналіз ефективності передачі енергії в БЗП та визначення оптимальних співвідношень. Базову структуру БЗП індуктивного типу та послідовним резонансом показано на рис. 1, а, а спрощену еквівалентну схему, що відповідає цієї структури та дає змогу розраховувати ефективність передачі енергії в акумуляторну батарею, – на рис. 1, б. Значимо, що на рис. 1, а показаний додатковий трансформатор, що забезпечує необхідну напругу на акумуляторній батареї і в той же час дає змогу одержати оптимальне значення еквівалентного опору навантаження. На рис. 1, б передавальна котушка характеризується параметрами R_1, L_1 , а приймальна – R_2, L_2 . Між котушками існує магнітний зв'язок, що характеризується коефіцієнтом взаємодуції M або коефіцієнтом магнітного зв'язку $k_{12} = M / \sqrt{L_1 L_2}$. Активний опір навантаження R_L може бути розрахований як $R_L = U_2^2 / P_2$, де U_2 та P_2 – відповідно напруга та активна потужність на вході випрямляча (рис. 1, а).

Баланс напруг у колах обох котушок, записаний у частотній площині, має наступний вигляд:

$$\begin{aligned} \underline{U} &= (R_1 + (j\omega C_1)^{-1} + j\omega L_1)\underline{I}_1 + j\omega M \underline{I}_2, \\ 0 &= (R_2 + R_L + (j\omega C_2)^{-1} + j\omega L_2)\underline{I}_2 + j\omega M \underline{I}_1. \end{aligned} \quad (1)$$

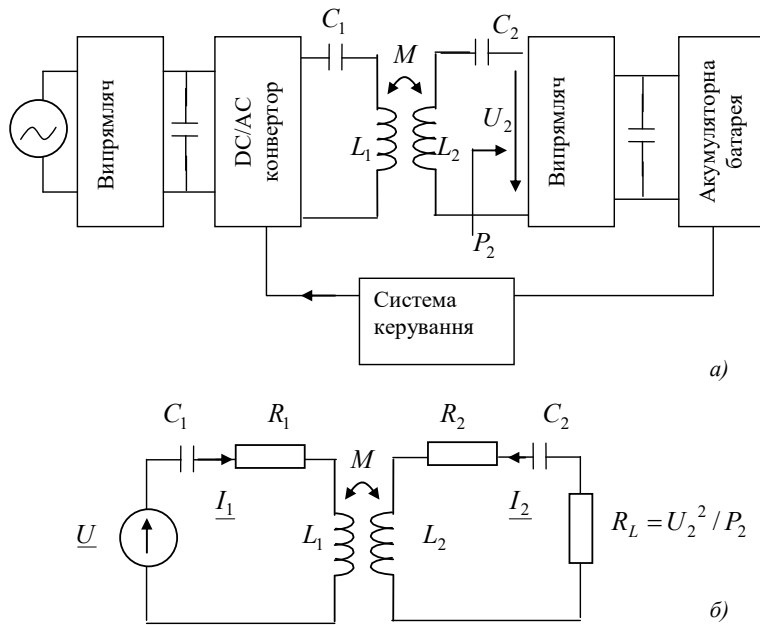


Рис. 1

сом є їхньою важливою перевагою у порівнянні із іншими можливими структурами електричних кіл.

Ефективність передачі електричної енергії від джерела напруги у навантаження R_L , яка може характеризуватися величиною ККД, у разі використання спрощеної схеми на рис. 1, б визначається як

$$\eta = R_L |I_2|^2 / (R_L |I_2|^2 + R_1 |I_1|^2 + R_2 |I_2|^2). \quad (4)$$

Використовуючи значення струмів із системи (1) за умови існування резонансу (3), а також припускаючи для спрощення, що індуктивності та активні опори обох котушок є однаковими

$L_1 = L_2 = L$, $R_1 = R_2 = R$, значення η за виразом (4) розраховується як

$$\eta = (1 + RR_L^{-1} + (k_{12}Q)^{-2}(RR_L^{-1} + 2 + R_L R^{-1}))^{-1}, \quad (5)$$

де $Q = \omega L / R$ – добротність котушок (припускається, що дві котушки є однаковими). Із цього виразу видно, що ефективність передачі електричної енергії залежить від трьох безрозмірних параметрів: добротності котушки Q , коефіцієнту зв'язку між котушками k_{12} та R_L / R – співвідношення опору акумуляторної батареї R_L (навантаження) та опору котушки R .

Графічна залежність η , що розраховується за виразом (5), може бути представлена як функція двох параметрів (рис. 2). Із цього рисунку видно наступне.

- Існує оптимальне значення співвідношення $(R_L / R)_{opt}$, за якого величина ефективності

передачі енергії досягає максимального значення η_{max} (за умови $k_{12}Q = \text{const}$). Також значення $(R_L / R)_{opt}$ залежить від параметра $k_{12}Q$. Зазначимо, що на практиці зазвичай задано значення опору навантаження R_L і змінення співвідношення R_L / R можливе за рахунок змінення опору котушки R . При цьому, виконання умови $k_{12}Q = \text{const}$ можливе шляхом змінення числа витків котушки w . Так як величини R і L змінюються пропорційно w^2 , то значення Q при цьому буде залишатися незмінним, що і дасть змогу дотриматися цієї умови.

Після підстановки значення струму I_2 із другого рівняння системи (1) в перше значення еквівалентного імпедансу кола на затискачах джерела живлення розраховується як

$$\underline{Z} = \underline{U} / \underline{I}_1 = R_1 + j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) + \frac{(\omega M)^2}{R_2 + R_L + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)}. \quad (2)$$

З виразу видно, що загальний резонанс в колі на рис. 1, який виникає за умови $\text{Im}(\underline{Z}) = 0$, буде здійснюватися, якщо

$$\omega L_1 = 1/(\omega C_1) \text{ та } \omega L_2 = 1/(\omega C_2), \quad (3)$$

тобто не залежить від взаємного розташування котушок, яке впливає на величину M , а значення ємностей за заданої частоти ω визначаються тільки їхніми індуктивностями. Така властивість БЗП із послідовним резонансом

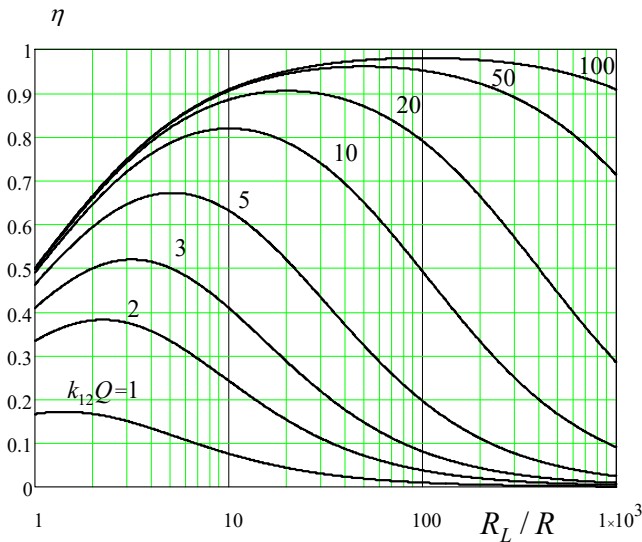


Рис. 2

- Залежність η від параметру $k_{12}Q$ є монотонною, причому, за умови $R_L / R = (R_L / R)_{opt}$, із зростанням $k_{12}Q$ зростає і η . Задля одержання високої ефективності, наприклад, $\eta > 0,8$, необхідно мати котушки, для яких $k_{12}Q > 10$.

- Так як ефективність передачі енергії від джерела до акумуляторної батареї зростає із ростом саме добутку двох безрозмірних параметрів $k_{12}Q$, то вирішення на практиці оптимізаційної задачі пошуку ефективної системи БЗП з двох котушок оптимальної геометрії доцільно здійснювати саме за інтегральним критерієм $k_{12}Q \rightarrow \max$.

Розрахувавши часткову похідну функції (5) двох змінних $\eta(R_L / R, k_{12}Q)$ за аргументом R_L / R та прирівнявши її до нуля, отримаємо оптимальне значення співвідношення опору навантаження та котушки, яке дорівнює

$$(R_L / R)_{opt} = \sqrt{1 + (k_{12}Q)^2}. \quad (6)$$

У такому разі величина η буде досягати максимального значення, яке розраховується як

$$\eta_{max} = (k_{12}Q)^2 (1 + \sqrt{1 + (k_{12}Q)^2})^{-2}. \quad (7)$$

На рис. 3 наведено графічні залежності (6) та (7), які дають змогу визначити оптимальне значення співвідношення опорів та відповідне значення максимальної ефективності енергопередачі η_{max}

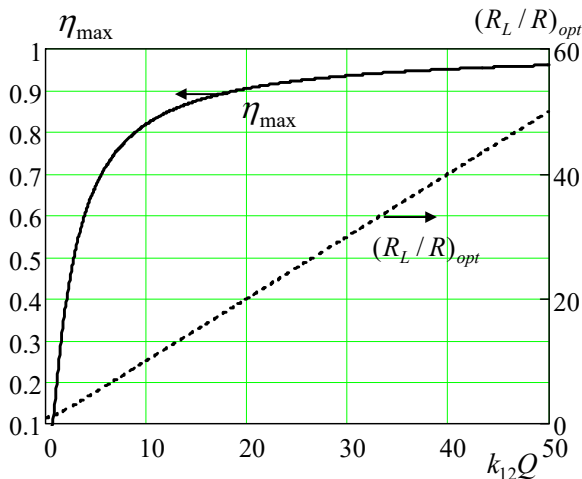


Рис. 3

в залежності від параметру $k_{12}Q$ за виконання умови (6). Щодо вибору на практиці оптимального значення співвідношення R_L / R , то слід зазначити наступне. Відомо, що в процесі заряджання акумуляторної батареї її еквівалентне значення R_L буде змінюватися впродовж всього процесу. Отже, дотримання умови, коли $R_L / R = (R_L / R)_{opt}$ впродовж всієї зарядки, потребує використання додаткових схемотехнічних рішень, наприклад, встановлення додаткового DC/DC конвертора на вході акумуляторної батареї. Можливий інший спрощений підхід, коли за даними рис. 2 визначається допустимий діапазон змінення величини R_L , у разі чого значення η не сильно відрізняється від η_{max} , і саме в цьому діапазоні здійснюється процес заряджання. Наприклад, за даними рис. 2 за $k_{12}Q=10$ величина $\eta > 0,8$ за $6 < R_L / R < 20$. Отже, під час проектування системи необхідно намагатися здійснювати змінення R_L саме в такому діапазоні, наприклад, вибираючи відповідне значення опору котушок R шляхом вибору відповідного числа їхніх витків.

Під час проектування БЗП необхідно визначити умови, за яких цей пристрій буде мати необхідне значення потужності. За умови існування резонансу в колі обох котушок, еквівалентний опір пристрою згідно із (2) буде дорівнювати

$$\underline{Z} = R_e = R_1 + (\omega M)^2 (R_2 + R_L)^{-1} = R + (k_{12}Q)^2 R (1 + R_L / R)^{-1},$$

де прийнято, що $R_1 = R_2 = R$. Величина активної потужності джерела живлення буде дорівнювати

$$P = U^2 / R_e = U^2 / [R + (k_{12}Q)^2 R (1 + R_L / R)^{-1}]. \quad (8)$$

Із цього виразу можна за заданих значень потужності P та параметрів котушок вибрати необхідне значення напруги U або за заданої напруги вибрати необхідні параметри котушок, наприклад, число витків, що визначають відповідне значення R .

2. Приклад практичної реалізації передавальної та приймальної котушки та їхні електричні характеристики. Задля проведення експериментальних досліджень ефективності передачі енергії в БЗП були виготовлені передавальна та приймальна котушки, які мають однакове число вит-

ків $w = 4$, намотані мідною трубкою діаметром 10 мм, та однакові геометричні розміри: $a = 10$ мм, $b = 65$ мм, $d_{cp} = 435$ мм (див. вставку на рис. 5).

Частота f , кГц	0,05	20	50	100
Товщина скін-шару δ , мм	10	0,52	0,33	0,23
Активний опір котушки R , мОм	4,2	8	12	17
Добротність Q	0,43	94	157	215

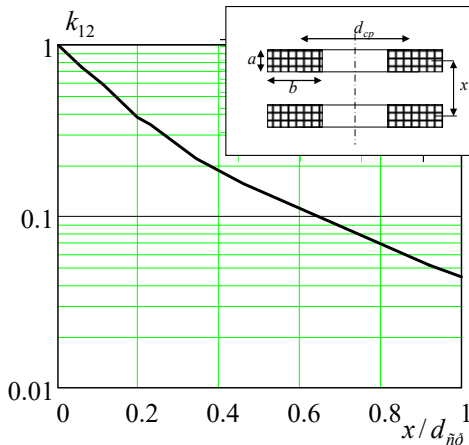


Рис. 4

сті від відстані між серединами цих котушок x , показано на рис. 4. За $x = 100$ мм цей коефіцієнт дорівнює $k_{12} = 0,34$, і саме за такої відстані проводилися основні дослідження. Величина активного опору котушки залежить від робочої частоти внаслідок впливу скін-ефекту. Розраховані значення цього опору R за різних частот, а також значення добротності котушки $Q = \omega L / R$, наведено у табл. 2. Далі в експериментах вибиралися частота джерела живлення $f = 100$ кГц та відстань між котушками $x = 100$ мм. При цьому, значення параметру $k_{12}Q = 0,34 * 215 = 73$, а оптимальне значення співвідношення опору акумуляторної батареї R_L до опору котушки R , виходячи з виразу (6), дорівнює $(R_L / R)_{opt} = 73$. Значення величини η_{max} за даними (7) буде дорівнювати $\eta_{max} = 0,97$.

У разі вирішення зворотної задачі, коли для заданої акумуляторної батареї необхідно визначити оптимальні параметри БЗП, наведено один із можливих алгоритмів вибору таких параметрів, спираючись на одержані результати.

1. Визначаємо середнє значення опору акумуляторної батареї. В проведеному експерименті заряджання батареї із трьох послідовно з'єднаних свинцево-кислотних акумуляторів здійснювалося струмом заряджання 10 А, а напруга на батареї змінювалася від 30 В до 40 В. Еквівалентний опір батареї при цьому змінювався від 3 Ом до 4 Ом. Приймаємо середнє значення $R_L = 3,5$ Ом.

2. Задаємося геометричними розмірами котушок, відстанню між ними, значенням коефіцієнту заповнення їхнього перетину мідним провідником k_z та частотою джерела живлення. Це дає змогу розрахувати значення параметрів Q та k_{12} . Зазначимо, що за умови $k_z = \text{const}$ їхні значення слабо залежать від числа витків котушок. Для врахування цієї залежності необхідно використовувати ітераційний процес. На цьому етапі також доцільно вирішити додаткову задачу оптимізації геометричних розмірів котушок за умови $Q \cdot k_{12} \rightarrow \text{max}$.

3. За даними рис. 2 або із виразу (6) знаходимо оптимальне значення співвідношення $(R_L / R)_{opt}$, з якого визначаємо необхідну величину опору котушки R .

4. Із виразу для опору котушки прямокутного перерізу

$$R = w^2 l_{cp} / (\sigma a b k_z)$$

визначаємо необхідне число витків w . Зазначимо, що для намотки котушки доцільно використовувати мідний провід типу «літцендрат» із найбільшим значенням k_z , що дає змогу отримати найбільше значення її добротності Q .

5. Визначаємо максимальне значення ККД за результатами рис. 2 або із виразу (7), а також величину ємності конденсаторів в колах обох котушок із умови резонансу.

Результати розрахунків за наведеним алгоритмом для котушок, розміри яких надано вище, на робочій частоті 100 кГц є наступними: $Q \cdot k_{12} = 73$, $(R_L / R)_{opt} = 73$, $R = 3,5 / 73 = 0,048$ Ом, $w = 22$ за $k_z = 0,4$, $\eta_{max} = 0,97$. Зі збільшенням зарядного струму до 100 А величина R_L зменшиться у 10 разів, а число витків – у $\sqrt{10}$ раз і буде дорівнювати $w = 7$.

3. Розрахунок магнітного поля котушок. Для розрахунку високочастотного магнітного поля, що утворюється навколо котушок БЗП, необхідно окрім їхніх геометричних розмірів знати ком-

плексні значення електричних струмів, що протікають у колі обох котушок. Для цього було розроблено комп'ютерну Simulink-модель, що містить моделі всіх основних елементів системи, показаної на рис. 1, а. Результати досліджень на цій моделі будуть наведені у окремій статті. За результатами цих розрахунків на робочій частоті 100 кГц були знайдені значення електричних струмів, що протікають в котушках за еквівалентного опору навантаження 6,25 Ом (за даними експерименту), які дорівнюють: $I_1 = 125 \angle 0^\circ$, $I_2 = 25 \angle 90^\circ$.

Магнітне поле, що створюється цими струмами у котушках, описується наступним рівнянням відносно комплексного значення векторного магнітного потенціалу $\underline{\mathbf{A}} = (0, \underline{A}_\phi, 0)$

$$\nabla \times (\mu_0^{-1} \mu_r^{-1} \nabla \times \underline{\mathbf{A}}) + j\omega\sigma \underline{\mathbf{A}} = \underline{\mathbf{J}}_K,$$

де σ – електропровідність матеріалу електромагнітного екрану; $\underline{\mathbf{J}}_k$ – комплексне значення густини струму у перерізі передавальної та приймальної котушок, яке розраховується для вищенаведених значень струмів. Параметри котушок наведено у попередньому розділі, а відстань між ними складала 100 мм. Як граничні задавалися умова симетрії на осі $r = 0$ та умови магнітної ізоляції на інших зовнішніх границях. Для вирішення цієї польової задачі використовувався пакет програм Comsol.

Результати розрахунків магнітного поля наведено на рис. 5, де ліворуч показано просторовий

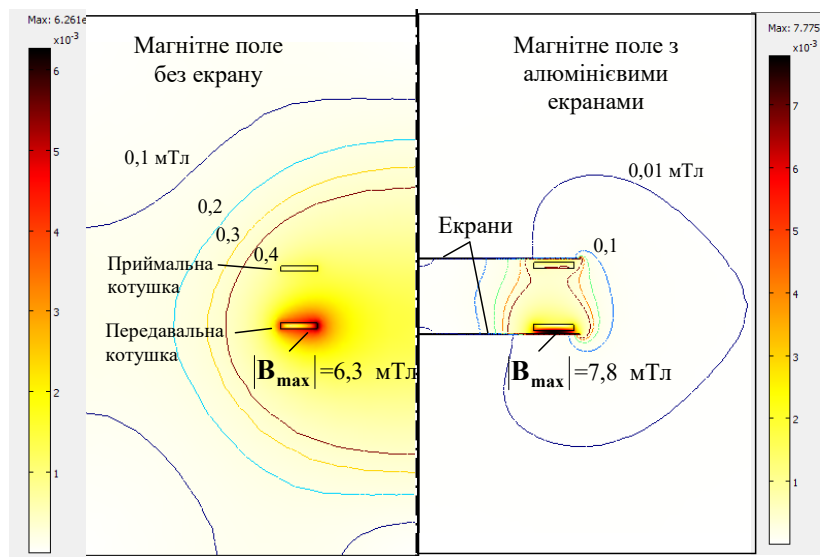


Рис. 5

розподіл модуля вектора магнітної індукції $|\underline{\mathbf{B}}|$ у перерізі $r=0z$. Видно, що поле навколо котушок має значну величину і у разі розташування там металевих частин – корпусу електромобіля – буде створювати значні втрати електричної енергії в їхньому об'ємі. Задля зменшення цього поля доцільно використовувати електромагнітні екрани. На рис. 5, праворуч показано розподіл поля за наявності двох кругових пластин із алюмінію товщиною 2 мм та діаметром 550 мм. Видно, що використання таких екранів значно знижує (на порядок) рівень поля за межами обох котушок.

Висновки. За результатами теоретичних досліджень бездротового зарядного пристрою із послідовним резонансом показано, що ефективність передачі енергії,

яка характеризується величиною ККД η , є найбільшою за оптимального значення співвідношення опорів акумуляторної батареї та котушки (за умови $k_{12}Q = \text{const}$), і її значення монотонно зростає з ростом параметру $k_{12}Q$. Задля досягнення значення $\eta > 0,8$ необхідно мати котушки, що характеризуються $k_{12}Q > 10$. Виходячи з того, що еквівалентний опір навантаження акумуляторної батареї R_L змінюється у процесі її заряджання, то наведені на рис. 2 графічні залежності дають змогу вибрати оптимальні параметри котушок та ефективний режим роботи БЗП саме із врахуванням цього фактора. Також задля підвищення БЗП доцільно в його структурі запровадити, наприклад, DC/DC конвектор, який дозволить здійснити виконання умови $R_L(t) / R \approx (R_L / R)_{\text{opt}}$ впродовж всього процесу заряджання.

Розроблено комп'ютерну Simulink-модель бездротового зарядного пристрою, за допомогою якої визначено комплексні значення електричних струмів в обох котушках для реалізованого на практиці режиму його роботи. Використовуючи ці значення, проведено розрахунок високочастотного магнітного поля (частота 100 кГц), що утворюється такими котушками, у двох випадках – за відсутності екранування такого поля та за наявності як екранів алюмінієвих пластин товщиною 2 мм. Показано високу ефективність використання таких екранів.

Роботу виконано за бюджетною темою «Розвиток теоретичних засад і розроблення рекомендацій по створенню високоефективних систем заряду накопичувачів енергії електромобільного транспорту з урахуванням вимог забезпечення електромагнітної сумісності з системою електроживлення», КПКВК 6541030.

1. Trivino-Cabrera A., Gonzalez-Gonzalez J., Aguado J. Wireless Power Transfer for Electric Vehicles: Foundations and Design Approach. Springer, 2020. 175 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-030-26706-3>
2. Song M., Belov P., Kapitanova P. Wireless Power transfer inspired by the modern trends in electromagnetics. *Applied Physics Reviews*. 2017. No 4. Pp. 0211102(1-19). DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4981396>
3. Patil D., McDonough M.K., Miller J.M., Fahimi B., Balsara P.T. Wireless power transfer for vehicular applications: overview and challenges. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2017. No 4. Pp 3–37. DOI: <https://doi.org/10.1109/TTE.2017.2780627>
4. Kurs A., Karalis A., Moffat R. Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances. *Science Express*. 2007. Vol. 317. No 5834. Pp. 83-86. DOI: <https://doi.org/10.1126/science.1143254>
5. Frivaldski M., Spanik P., Drgona P., Jaros V., Piri M. Analysis of Wireless Power System Efficiency in Dependency on Configuration of Resonant Tank. *Wireless Power Transfer - Fundamentals and Technologies*, 2016. Pp.27-48. DOI: <https://doi.org/10.5772/62998>.
6. Kurkova O.P., Efimov V.V. Numerical computer modeling and optimization of circuit solutions for contactless chargers for electric drive vehicles. *Sistemy upravleniia, svizi i bezopasnosti*. 2019. No 3. Pp. 64-88. (Rus). DOI: <https://doi.org/10.24411/2410-9916-2019-10305>
7. Ahmad A., Saad Alam M.S., Chalan R.C. A Comprehensive Review of Wireless Charging Technologies for Electrical Vehicles. *IEEE Transactions On Transportation Electrification*. 2017. Vol. 4. No 1. Pp. 38-63. DOI: <https://doi.org/10.1109/TTE.2017.2771619>.
8. Choi S.Y., Jeong S.Y., Gu B.W., Lim G.C., Rim C.T. Ultrathin S-Type Power Supply Rails for Roadway – Powered Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electron*. 2015. Vol. 30. No 11. Pp. 6456-6468. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2444894>
9. Bojarski M., Asa E., Colak K., Czarkowski D. A 25 kW industrial prototype wireless electric vehicle charger. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – APEC2016*. Long Beach, CA, USA, March 20-24, 2016. Pp. 1756-1961. DOI: <https://doi.org/10.1109/APEC.2016.7468105>
10. Sato F., Morita J., Takura T., Sato T., Matsuki H. Research on Highly Efficient Contactless Power Station Systems using Meander Coil for Moving Electric Vehicle Model. *Journal of the Magnetics Society of Japan*. 2012. Vol. 36. No 3. Pp. 249-252. DOI: <https://doi.org/10.3379/msjmag.1205R014>
11. Shimohara N. Wireless power Transmission progress for electric vehicle in Japan. *IEEE Conferences on Radio and Wireless Symposium (RWS formerly RAWCON)*. Austin, TX, USA, January 20-23, 2013. Pp. 109-111. DOI: <https://doi.org/10.1109/RWS.2013.6486657>.
12. Kamineni A., Covle G.A., Boys J.T. Analysis of Coplanar Intermediate Coil Structures in Inductive Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015. Vol. 30. No 11. Pp. 6141-6154. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2378733>.
13. Vatsava, Ahmad A., Saad Alam M.S., Chalan R.C. Efficiency enhancement of wireless charging for electric vehicles through reduction of coil misalignment. *IEEE Transportation Electrification Conference (ITEC)*, Chicago, IL, USA, June 22-24, 2017. Pp. 21-26. DOI: <https://doi.org/10.1109/ITEC.2017.7993241>.
14. Kalantarov P.L., Zeitlin L.A. Calculation of inductances. Leningrad: Energoatomizdat. 1986. 458 p. (Rus)

ANALYSIS OF THE EFFICIENCY OF ELECTRIC POWER TRANSMISSION IN THE SYSTEM OF WIRELESS CHARGING OF THE ELECTRIC VEHICLE'S BATTERY

O.D. Podoltsev¹, V.B. Pavlov¹, O.P. Zapadynchuk²,

¹Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: podol@ied.org.ua

²Sektion of applied problems National Academy of Sciences of Ukraine,
Volodymyrska St., 54, Kyiv, 01030, Ukraine.

Theoretical researches of efficiency of electric energy transfer in the wireless charger of inductive type with serial resonance in circles of transmitting and receiving coils are carried out. It is shown that this efficiency depends on the parameter $k_{12}Q$ (the product of the magnetic coupling coefficient and the Q -factor of the coils) and the ratio of the active resistances of the battery and the coil. It is shown that there is an optimal value of this ratio, at which the efficiency of the device is maximum (when $k_{12}Q = \text{const}$) and its value increases monotonically with increasing parameter $k_{12}Q$. Moreover, to achieve an efficiency greater than 0.8, it is necessary to have a system of coils with a value of $k_{12}Q > 10$. The graphical dependences that determine the value of this efficiency as a function of these two parameters and set the allowable interval for changing the resistance ratio in terms of high energy efficiency. Numerical calculation of the high-frequency magnetic field (with an operating frequency of 100 kHz) generated by the coils was performed, in two cases - in the absence of shielding and in the presence of aluminum electromagnetic screens and showed high efficiency of such screens. The peculiarity of the calculation is that to determine the values of complex currents in both coils, which depend on the mode of operation of the whole device, use their preliminary calculation based on the created Simulink-model of the device. References 14, figures 5, table 2.

Key words: wireless power transmission, wireless battery charging, air transformer, series resonance, power transmission efficiency, electromagnetic shield.

Надійшла 04.11.2020
Остаточний варіант 08.04.2021

METHOD OF REFERENCE SIGNALS CREATING IN NON-DESTRUCTIVE TESTING
BASED ON LOW-SPEED IMPACTV. S. Eremenko^{1*}, V. P. Babak^{2**}, A. O. Zaporozhets^{2***}¹ National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”37, Pr. Peremohy, Kyiv, Ukraine, 03056, e-mail: nau_307@ukr.net.² Institute of Engineering Thermophysics of NAS of Ukraine2a, Marii Kapnist Str., Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: vdoe@ukr.net; a.o.zaporozhets@nas.gov.ua

The article describes the approach to the formation of a simulation model of information signals, which are typical for objects with different types of defects. The dispersive analysis of the signal spectrum components in the bases of the discrete Hartley transform and the discrete cosine transform is carried out. The analysis of the form of the reconstructed information signal is carried out depending on the number of coefficients of the spectral alignment in Hartley bases and cosine functions. The basis of orthogonal functions of a discrete argument is obtained, which can be used for the spectral transformation of information signals of a flaw detector. A method of simulation of information signals has been developed and experimentally investigated, which allows taking into account the deterministic and random components of the characteristics of real information signals. References 24, figures 13, tables 3.

Keywords: diagnostic, non-destructive testing, information signal, composite material, Hartley transform, dispersion analysis.

Introduction. The system for selecting optimal diagnostic features determines not only the ideology of the recognition algorithm, but also the structure of the construction of the corresponding classifiers. Two approaches are known to assess the diagnostic value of selected features. The first approach is to determine the minimum number of parameters with great information content. It is related to the intuitiveness of the choice and depends on the developer of the diagnostic system. With such an approach, it is impossible to predict how optimal the vector of diagnostic signs will be chosen in comparison with others. The second approach is the formation of a large number of informative parameters, from which, according to the selected criterion, diagnostic signs are selected. Known criteria for evaluating the effectiveness of signs based on methods of mathematical statistics and information theory. There is no general approach to the selection of criteria and the compilation of systems of optimal signs based on them.

Products made of composite materials, in contrast to products made of metals, are formed from primary raw materials simultaneously with the formation of the materials. Due to the complexity of their manufacturing technology, it becomes impossible to build a priori models describing the definitions of informative parameters of controlled objects, and ignorance of the laws of the probability distribution of changes does not allow to form the corresponding decision rule [1, 2].

In tasks of referenceless diagnostics of composite materials, as well as in the case of using neural networks as the core of the classifier, the presence of an adequate simulation model of information signals characteristic of objects with different types of defects or damage's degrees has a great importance, since it allows solving several problems simultaneously [3].

First, the existence of such model allows you to build a library of information signals that characterize possible defects in composites and therefore can be used to train and configure the information and diagnostic system as a whole or in a particular case of a neural network classifier without physically manufacturing such samples [4]. Secondly, a simulation model of the information signal can be used to verify the accuracy of diagnosis and classification, justify the choice of the most successful architecture and type of neural network classifier, select the threshold sensitivity of the system, validate the information and diagnostic system and, if necessary, adjust its parameters, etc [5].

The developed methods and systems for diagnosing products made of composite materials most often use the parameters of information signals as the main diagnostic features, the registration of which causes the least complication, namely amplitude, pulse duration, signal phase, and the like [6, 7]. However, the shape of

the information signal, i.e. the function of changing it over time provides much more information about the technical state of the research sample and therefore provides more opportunities for its diagnosis [8].

Analysis of the information signal form allows to get a greater number of diagnostic signs, perform object diagnostics under the condition of a limited amount of information, and provides high noise immunity of the system, and modern computing systems, signal acquisition, and processing devices allow to implement high complexity analysis algorithms, thereby increasing the accuracy of control [9-11].

Since at present there is no single universal physical method for diagnosing composite materials that would identify all possible types of defects, the method of modeling reference signals was studied using a low-speed impact method, which allows determining the largest number of types of possible defects in composites.

Selection of the basis for creating reference diagnostic functions. The information signal of the sensor $X(t)$ will be considered as a function of the discrete argument, that is, a vector which elements are obtained as a result of uniform sampling of the information signal of the sensor:

$$X(Z) = (X_0, X_1, \dots, X_j), \quad (1)$$

where $X_j = X(z_j)$, $Z = \{z_0, z_1, \dots, z_j\}$ are the zone of signal detection $X(Z)$; $j \in \overline{0, N-1}$, N is a number of discrete signal samples $X(Z)$.

The task of synthesizing an information signal model with given parameters is most adequately solved by the representation of a signal in the spectral region. And, if in the case of a continuous periodic signal in many cases, the trigonometric Fourier transform takes precedence, then for pulsed signals the problem of choosing the appropriate spectral basis arises, which provides the minimum number of informative spectral components. In addition to ensuring the minimum number of spectral components during choosing an orthogonal basis, an important aspect is also the choice of such a basis in which the

components of the spectrum of the information signal are most dependent on changes in the degree of damage of the test object.

In modern informational diagnostic systems, the results of primary measurements are discrete samples of pulsed analog information S_k , according to which, during further processing, informative parameters are determined, such as the amplitude of pulses, their duration, and shape.

Since the pulse information signals obtained during the diagnostics of products made of composite materials using the low-speed impact method have a complex shape, the application of the most common orthogonal transformations (Fourier, Hartley, Haar, cosine and sine transformations, etc.) is made difficult by the large number of spectral decomposition components, which undergo significant changes when the degree of damage to the controlled object changes [12].

Dispersion analysis showed that the number of coefficients of spectral decomposition, which are characterized by a significance coefficient η_x (describes the degree of dependence of the change of the corresponding coefficient on the damage to the object) with a value of more than 0.7, is from 20 to 36 coefficients depending on the chosen basis. Fig. 1, 2 illustrate the results of analysis of variance in the case of using the discrete Hartley transform (DHT) and discrete cosine transform (DCT) [13, 14] respectively.

Fig. 3-5 illustrate the dependence of the form of the reconstructed information signal on the selected number of spectral decomposition

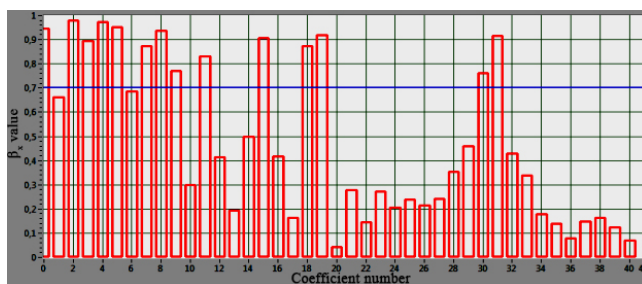


Fig. 1

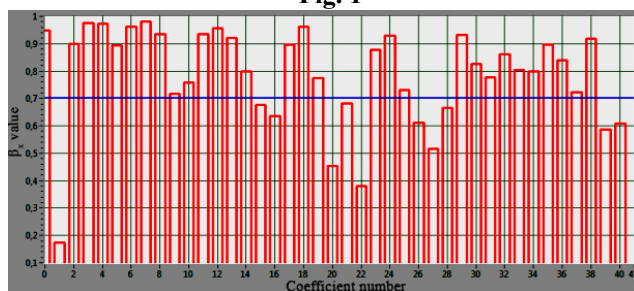


Fig. 2

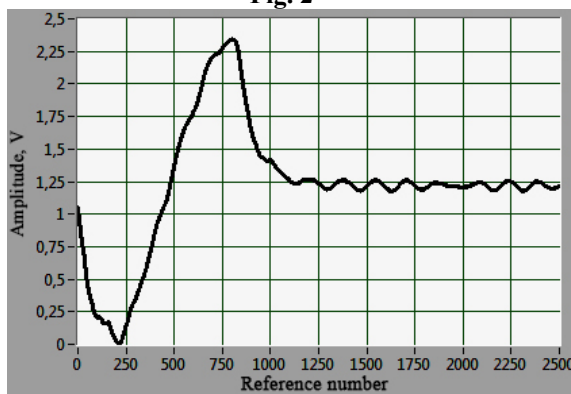
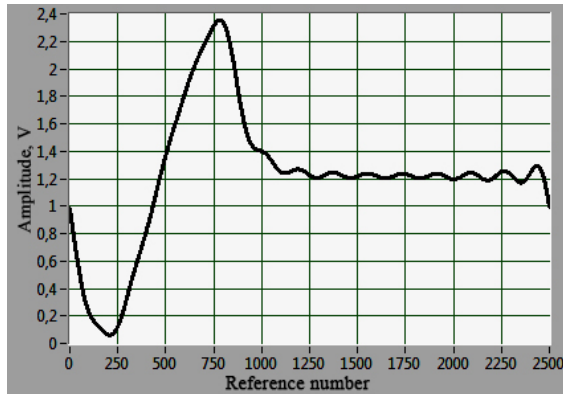


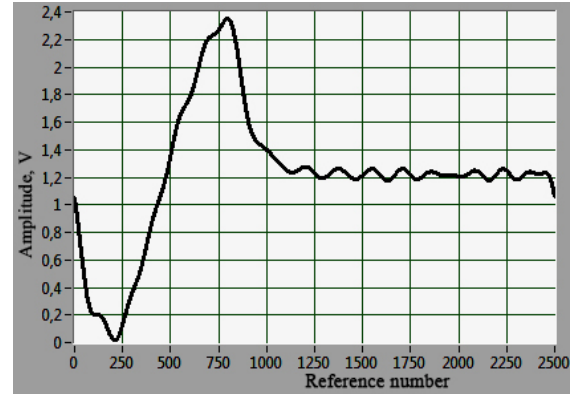
Fig. 3

coefficients in Hartley bases and cosine functions. Similar results are characteristic in the case of the use of discrete Fourier transforms, Haar and discrete sine transforms [15, 16]. The spectral alignment is performed by a signal that is obtained by averaging 500 realizations for each of the sample zones studied.

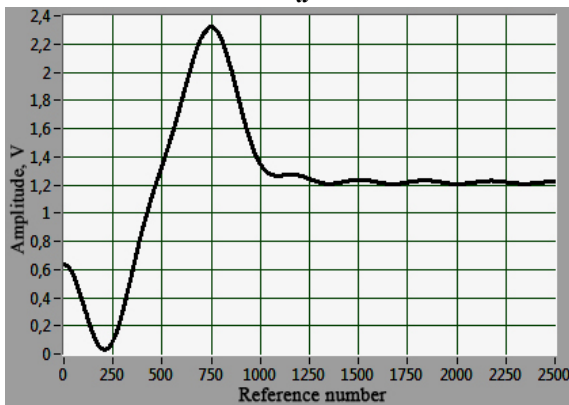
As can be seen from Fig. 3 (information signal from the defect-free zones), Fig. 4 (reconstructed signal from the defect-free zone with 15 spectral decomposition coefficients using DHT (a) and DCT (b)), Fig. 5 (Reconstructed signal from the defect-free zone with 30 spectral decomposition coefficients using DHT (a) and DCT (b)) for reliable restoration of signals in the specified bases of orthogonal functions, it is necessary to have at least 30 spectral components, the presence of a smaller number of components leads to significant distortions of the information signal and, as a consequence, the loss of some diagnostic information about the object of study. The need to take into account a large number of components of the spectrum when building an information signal model leads to a significant complication of the simulation algorithm and an increase in computational and time costs.



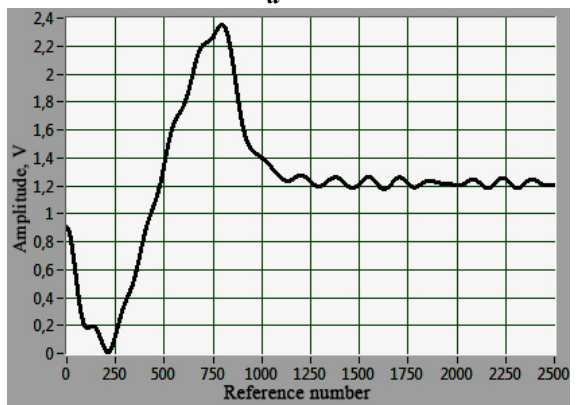
a



a



b



b

Fig. 4

Fig. 5

Since the set of possible information signals is limited for a specific composite and a physical diagnostic method, the output in such a situation (reduction of the number of spectral components, and hence the dimension of the feature space) is the use of the information signals themselves, obtained by diagnosing this physical method, as the basis [17, 18]. With selecting the necessary set of basic signals, it is possible to build on their own basis an orthogonal basis, which will be used for spectral transformation and restoration of information signals.

Obtaining a proper orthogonal basis, provided that the basis signals are linearly independent, is possible using the Gram-Schmidt algorithm. The construction of its own basis of orthogonal functions of a discrete argument, in this case, is performed by the following recurrence relations:

$$\begin{aligned}
 h_1(Z) &= X_1(Z), & h_2(Z) &= X_2(Z) - \langle X_2(Z), g_1(Z) \rangle g_1(Z), \\
 h_3(Z) &= X_3(Z) - \langle X_3(Z), g_1(Z) \rangle g_1(Z) - \langle X_3(Z), g_2(Z) \rangle g_2(Z), \\
 & \vdots \\
 h_n(Z) &= X_n(Z) - \sum_{k=1}^{n-1} \langle X_n(Z), g_k(Z) \rangle g_k(Z),
 \end{aligned} \tag{2}$$

where $X_1(Z), X_2(Z), \dots, X_n(Z)$ are linearly independent vectors (signals) are constructed using the discretization of information signals from the space U ; n is the number of components of the desired basis (the dimension of the subspace U^* of the basis signals enters the space U); $h_1(Z), h_2(Z), \dots, h_n(Z)$ is the system of orthogonal vectors (functions of the discrete argument) of the new basis; $g_1(Z), g_2(Z), \dots, g_n(Z)$ is a system of orthonormal vectors (functions of a discrete argument) of a new basis; $\langle X_n(Z), g_k(Z) \rangle$ is scalar of vectors $X_n(Z)$ and $g_k(Z)$; $Z = \{z_0, z_1, \dots, z_j\}$ is a signal detection zone; $j \in \overline{0, N-1}$, N is the number of samples of a discrete signal.

The system of basic orthonormal vectors is defined as:

$$g_i(Z) = h_i(Z) / \|h_i(Z)\|, \quad (3)$$

where $\|h_i(Z)\|$ is the L_2 -norm of a vector in Euclidean space, $\|h_i(Z)\| = \sqrt{\sum_{j=0}^{N-1} [h_{i,j}(Z)]^2}$.

After performing the described algorithm, a new basis of orthogonal functions of a discrete argument $\{g_1(Z), g_2(Z), \dots, g_n(Z)\}$ is obtained, which can be used for spectral transformation of information signals of a flaw detector. The number of spectral components of this basis can be minimized, which greatly simplifies the algorithm for processing information signals and building their simulation model.

The spectral conversion of the signal according to this basis is performed according to the equation:

$$a_{i,j} = \langle X_i(Z), g_j(Z) \rangle, \quad i = \overline{1, L}, \quad j = \overline{1, n}, \quad (4)$$

where $a_{i,j}$ is the j -th coefficient of the spectral decomposition of the i -th realization of the information signal; L is the dimension of the sample information signals.

Signal recovery is performed as follows:

$$X_i^*(Z) = \sum_{j=1}^n a_{i,j} g_j(Z), \quad i = \overline{1, L}, \quad (5)$$

where $X_i^*(Z)$ is the restored i -th implementation of the information signal of the flaw detector by spectral components $j = \overline{1, n}$.

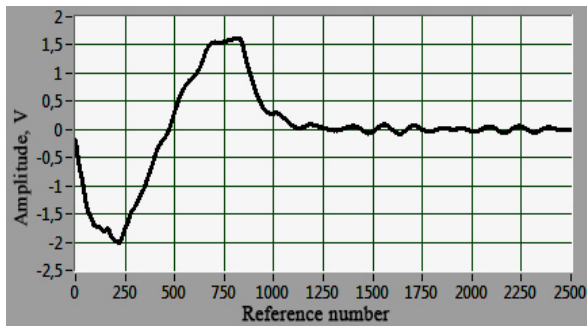
Thus, from a space of dimension U (where U is the set of all possible signals characteristic of each type of defect), a subspace of dimension U^* is selected (U^* is the set of signals chosen to build its own basis), which makes it possible to approximate with a given accuracy any signal from the U -space. Analytically this is described by the expression:

$$\left| X_i(Z) - X_i^*(Z) \right| \leq \alpha, \quad (6)$$

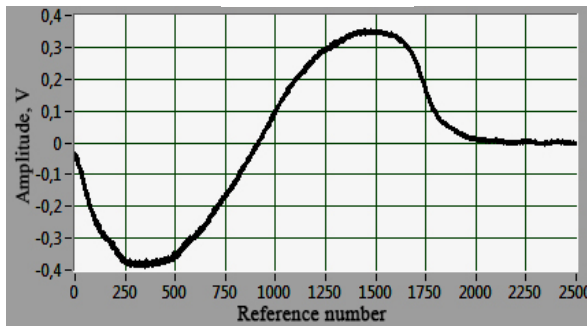
where $X_i(Z)$ is the output information signal from the U -space; $X_i^*(Z)$ is an approximated signal; α is the permissible absolute error (discrepancy) between the signals.

Fig. 6 (output information signals from the defect-free zone (a) and the zone with a damaging impact of 3.24 kJ (b)), Fig. 7 (spectral alignment of the information signal from the defect-free area (a) and the zone with a damaging impact of 3.24 kJ (b)), Fig. 8 (recovered information signals from the defect-free area (a) and the zone with a damaging impact of 3.24 kJ (b)) show the corresponding realization of spectral schedule of the output information signals, their in the constructed orthogonal basis and the reconstructed signals by the inverse transformation of their spectrum. The values of the coefficients of the spectral decomposition for each type of zone (defect-free or defective) are presented in Table 1 (values of the coefficients of the spectral decomposition of information signals).

Such an approach makes it possible to significantly reduce the number of spectral decomposition coefficients for analyzing and modeling information signals of a flaw detector. In this problem, the dimension of the subspace is reduced to $U^* = 5$.

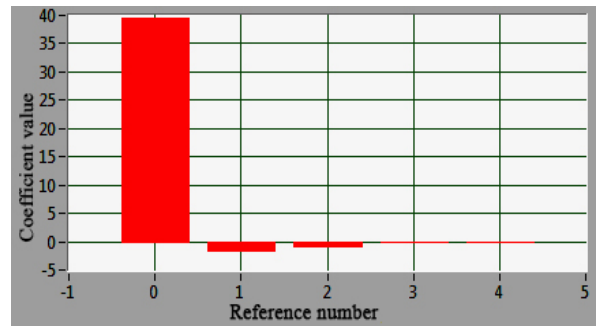


a

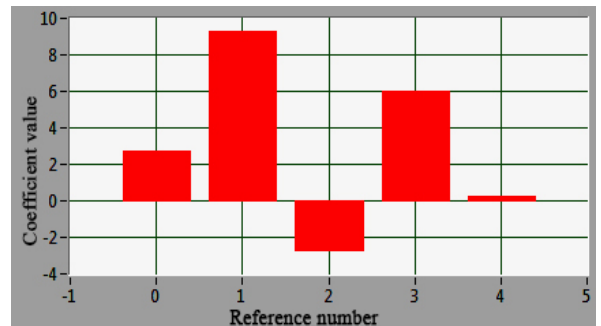


b

Fig. 6

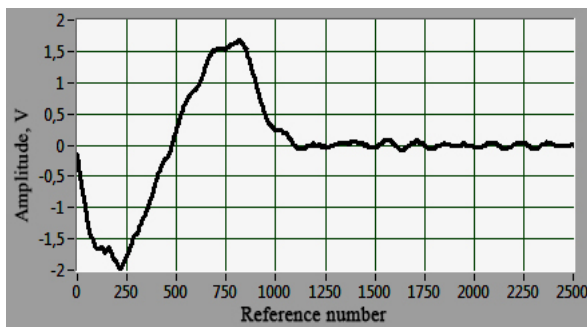


a

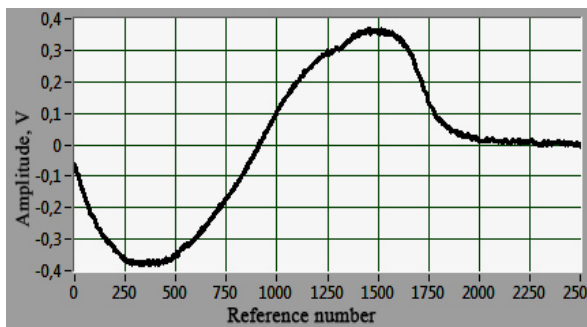


b

Fig. 7



a



b

Fig. 8

Construction and study of approximation equations.

To determine the values of the corresponding coefficients, the decomposition characteristic of information signals describing the various defects of the samples under study, it is necessary to obtain a function that approximates the distribution of the values of each of the spectral decomposition coefficients depending on the degree of damage (defectiveness) of the sample under study [19]. Such a function can be determined by interpolating known values of decomposition coefficients, for example, by power polynomials or splines [5]. Further, for each spectral component, it is necessary to select the desired damage degree (defect size) x of the controlled area, determine the value of the spectral components by the established functional dependencies and perform the inverse transformation.

Interpolation using splines is more efficient than interpolation by polynomials [20], since it gives reliable results even for low degrees of interpolation equations, and the Runge phenomenon that occurs when using high-order polynomial interpolation does not occur. The main advantages of spline interpolation are stability and complexity. Systems of linear equations that need to be solved to construct splines

are well conditioned, which allows to obtain the coefficients of polynomials with high accuracy. As a result, even for very large N , the computational scheme does not lose stability. Building a table of spline coefficients requires $O(N)$ operations, and calculating the spline value at a given point is $O(\log_2 N)$.

There are many types of interpolation splines [15]. The paper proposes and studies a method for constructing approximations of dependencies of scheduling coefficients on the degree of impact damage using Hermite cubic splines and quadratic splines [21, 22].

Zone type	Coefficient number				
	0	1	2	3	4
No defect	37.442	-0.036	0.013	-0.009	-0.006
2.3 kJ energy damage	10.318	14.952	0.007	0.006	-0.005
2.8 kJ energy damage	9.687	12.861	2.311	0.005	-0.004
3.2 kJ energy damage	3.059	9.180	-2.581	5.496	-0.003
5.1 kJ energy damage	-0.140	2.547	-1.659	3.820	4.023

Hermite's cubic spline is defined by the following equation:

$$H_b(x) = \sum_{j=0}^{b/2} \frac{(-1)^j}{2^j} \cdot \frac{b!}{j!(b-2j)!} x^{b-2j}, \quad (7)$$

where b is degree of Hermite polynomial.

Hermite polynomials form a complete orthogonal system on the interval $(-\infty, \infty)$ with the weight function

$$e^{-x^2/2}: \int_{-\infty}^{\infty} H_b(x)H_m(x)e^{-x^2/2}dx = b!\sqrt{2\pi}\delta_{bm}, \quad (8)$$

where δ_{bm} is Kronecker symbol.

An important consequence of the orthogonality of Hermite polynomials is the possibility of scheduling various functions in series according to Hermite polynomials. For any integral integer p , the equation is true:

$$\frac{x^p}{p!} = \sum_{k=0}^{k \leq p/2} \frac{1}{2^k} \cdot \frac{1}{k!(p-2k)!} H_{p-2k}(x). \quad (9)$$

Hermite splines have a continuous first derivative, but the second derivative has a discontinuity in them. This interpolation method uses two control points and two direction vectors. According to this method, the interpolation on the interval (x_k, x_{k+1}) , where $k = \overline{1, Q-1}$ (Q is the number of specified points on the interpolation interval that divide the entire interval into a specified number of segments), is given by the formula:

$$P(x) = h_{00}(t)p_0 + h_{10}(t)hq_0 + h_{01}(t)p_1 + h_{11}(t)hq_1, \quad h = x_{k+1} - x_k, \quad t = (x - x_k) / h, \quad (10)$$

where p_0 is initial point at $t = x_k$; p_1 is final point at $t = x_{k+1}$; q_0 and q_1 are respectively the initial (at $t = x_k$) and final (at $t = x_{k+1}$) vectors; $h_{00}(t) - h_{11}(t)$ are base Hermite polynomials: $h_{00}(t) = (1-t)^2(1+2t)$, $h_{01}(t) = t^2(3-2t)$, $h_{10}(t) = t(1-t)^2$, $h_{11}(t) = t^2(t-1)$.

There are such symmetry properties of polynomials:

- $h_{00}(t) + h_{01}(t) = 1$ – symmetry about the $y=1/2$;
- $h_{00}(t) = h_{01}(1-t)$ – symmetry about the $x=1/2$;
- $h_{10}(t) = -h_{11}(1-t)$ – symmetry with respect to the point $(0, 1/2)$.

The obtained interpolation functions based on cubic Hermite splines for the first two spectral components, depending on the kinetic energy of the damaging impact, are presented in Fig. 9 (approximation of Hermite's splines for the first (a) and second (b) components of the spectral decomposition of the information signal).

Interpolation of a set of points (x_k, y_k) for $k = 1, \dots, Q$ using quadratic splines is carried out for each interval, and the parameters for one point in different intervals are chosen the same. The interpolation spline will be obtained continuously differentiated by (x_l, x_Q) . There are several ways to define parameters. The simplest of them is the following.

Interpolation of a set of points (x_k, y_k) for $k = 1, \dots, Q$ using quadratic splines is carried out for each interval, and the parameters for one point in different intervals are chosen the same. The interpolation spline will be obtained continuously differentiated by (x_l, x_Q) . There are several ways to define parameters. The simplest of them is the following:

$$P_i(x) = y_i + w_i(x - x_i) + \frac{w_{i+1} - w_i}{2(x_{i+1} - x_i)}(x - x_i)^2. \quad (11)$$

The coefficients of this polynomial can be found by choosing the value of w_0 and using the recurrence relation:

$$w_{i+1} = -w_i + 2 \frac{y_{i+1} - y_i}{x_{i+1} - x_i}. \quad (12)$$

The coefficients w_i are determined to an approximate degree. Since only two points are used to calculate the next point of the curve (function) (instead of three), this method is prone to serious oscillation effects when the signal changes abruptly. Due to the presence of such effects, this method may not be used for all tasks.

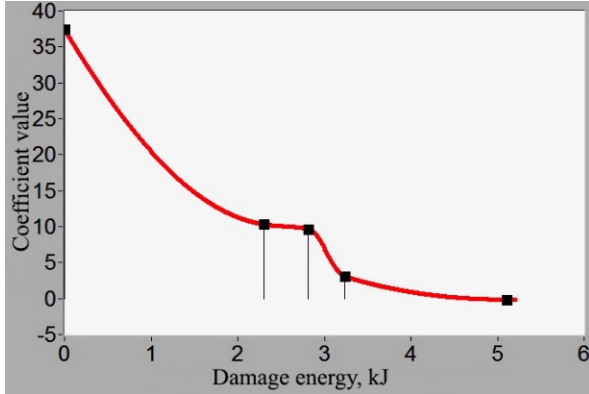


Fig. 9, a

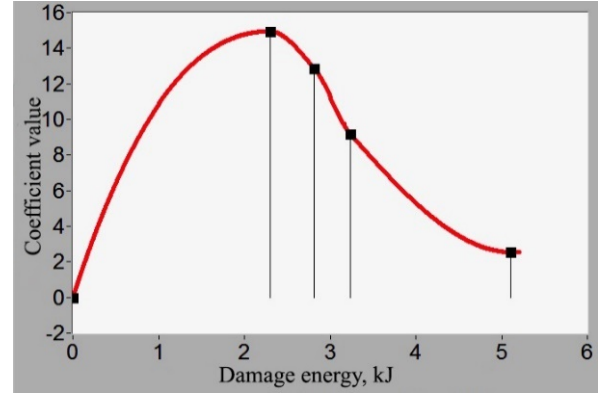


Fig. 9, b

The form of the obtained interpolation functions for the first two spectral components depending on the kinetic energy of the damaging impact using quadratic splines is shown in Fig. 10 (approximation by quadratic splines of the first (a) and second (b) component of the spectral decomposition of the information signal of the flaw detector).

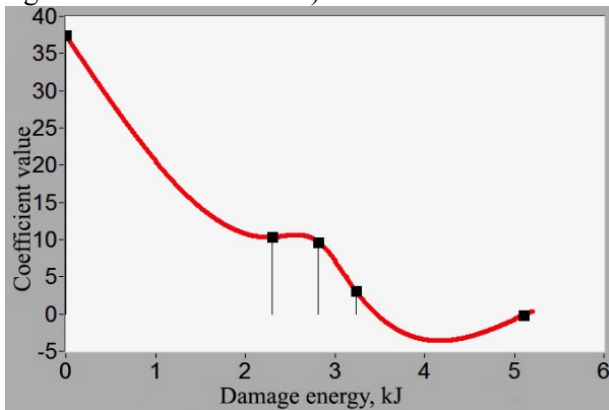


Fig. 10, a

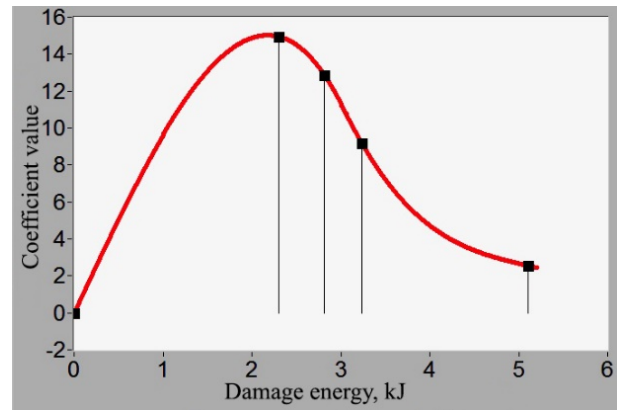


Fig. 10, b

To assess the effectiveness of the considered interpolation equations, the information signal received from the site with a damaging impact of 2.81 kJ was compared with the simulated signal corresponds to the same area. Fig. 11 shows the real signals from the damaged area with an energy of 2.81 kJ – curve S_1 , as well as the simulated signal using Hermite cubic splines (Fig. 11, a) and quadratic splines (Fig. 11, b).

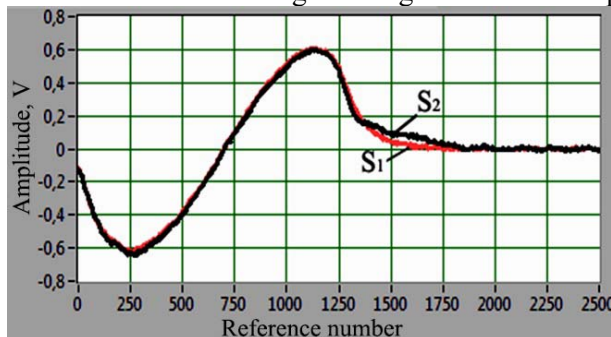


Fig. 11, a

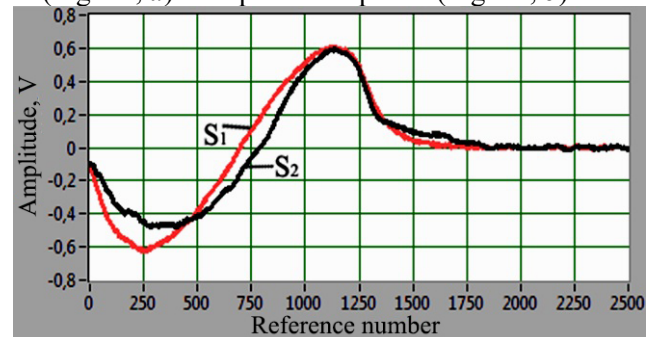


Fig. 11, b

The numerical estimate of the disagreement between the simulated and real signals was carried out by calculating the RMSE (root mean square error), the value of which is $2.5 \cdot 10^{-3}$ for Hermite's cubic splines and $4.0 \cdot 10^{-3}$ for quadratic splines.

Thus, using interpolation functions, it is possible to obtain the values of spectral components for a given level of damage to the sample zone, and using the inverse transform to obtain a simulated information signal [23, 24].

Creating a simulation model of the information signal. Information signals are characterized by a deterministic and random component. The random component describes such factors as the presence of noise in the measuring channels, random errors of the primary transducers, spatial heterogeneity of the composites, the state of the surface of the product, and the like. So, to build an adequate simulation model of information signals, it is necessary to take into account both components.

Existing physical models that describe the transformation of information signals depending on the defectiveness of the product have a number of significant drawbacks that do not allow them to be used in the calculations and the formation of the space of diagnostic signs. These disadvantages include the dependence of the flexibility of the defective region and its mechanical impedance on the physical characteristics of the edge sections of the defects and their shape, the inability to take into account the effect of the entire nomenclature of defects of composite materials on their mechanical characteristics, and considerable difficulties in calculating the frequency-dependent mechanical impedances of sections with real defects. Therefore, it is advisable to construct stochastic simulation models of information signals, taking into account their random changes in time.

A simulation model of the information signal of a flaw detector can be represented by the following equation:

$$S_i(Z) = \sum_{j=1}^n [a_{i,j} + \eta_j] g_j(Z), \quad i = \overline{0, L-1}, \quad (13)$$

where $a_{i,j}$ is the deterministic component of the signal, is found according to the algorithm described previously through the distribution function of the values of the coefficients of spectral decomposition, depending on the degree of damage to the test object; η_j is a random component based on the eigenvalues and eigenvectors of the covariance matrix of the information signal; $g_j(Z)$ is the basis of the orthogonal functions of the discrete argument; L is the volume of the generated sample of information signals; n is the number of components in the signal spectrum.

The determined component of the signal is as follows. It is necessary to consider a vector $X(Z) = (X_0, X_1, \dots, X_i)$, whose elements are obtained as a result of uniform sampling of the information signal of the sensor $X(t)$. Then we can find the vector $Y(Z) = (Y_0, Y_1, \dots, Y_i)$ $Y_i = M[X_i]$, $i = \overline{0, N-1}$ is the mathematical expectation of the vector $X(Z)$, N is the dimension of this vector (the dimension of the space of diagnostic signs). After which it is determined:

$$a_{i,j} = \langle Y(Z), g_j(Z) \rangle, \quad i = \overline{1, L}, \quad j = \overline{1, n}, \quad (14)$$

where $a_{i,j}$ is the j -th coefficient of spectral decomposition of the i -th implementation of the information signal; L is the dimension of the sample of information signals; n is the number of spectral components; $g_j(Z)$ is the basis of the orthogonal functions of the discrete argument.

Based on the studies of information signals, the first set of diagnostic features of the model is formed of five components of the schedule ($n_1=5$) of the signal by the constructed basis of the orthogonal functions of the discrete argument (the orthogonalization interval $t_{ort} \in [0, Z]$, the number of samples $N=2500$ of the discrete signal $X(Z)$). Modeling a certain degree of damage to the sample occurs by changing the values of the necessary components of the signal spectrum to values characteristic of the area with the corresponding degree of damage.

The second set of diagnostic features characterizing the random component of the model is determined based on the Karunen-Loev transform. The Karunen-Loev transformation is of fundamental importance, since it leads to the construction of uncorrelated features. Thus, there is an expression:

$$\eta_j = \sum_{k=0}^{n-1} \xi_k \phi_k(j), \quad j = \overline{0, n-1}, \quad (15)$$

where $\xi_k = \sum_{j=0}^{n-1} \eta_j \phi_k(j)$ are the expansion coefficients, which are independent Gaussian random variables

with variances $D_{\xi_k} = \sigma_k^2$, $k = \overline{0, n-1}$; $\{\phi_k(j), j = \overline{0, n-1}\}$ is the orthogonal basis whose elements $\phi_k(j)$ are eigenvectors of the covariance matrix R of the real signal.

Elements of the matrix R are found by the expression:

$$r_{i,j} = (n-1)^{-1} \sum_{k=0}^{n-1} (v_{k,i} - m_i)(v_{k,j} - m_j), \quad (16)$$

where $v_{i,j}$ are the elements of the matrix V of the coefficients of the spectral decomposition of information signals $X(Z)$; m_i are the elements of the matrix M of the mathematical expectation of each coefficient of spectral decomposition of the flaw detector signals.

Matrices V and M are formed as follows:

$$V = \begin{pmatrix} v_{0,0} & v_{0,1} & \dots & v_{0,n-1} \\ v_{1,0} & v_{1,1} & \dots & v_{1,n-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ v_{B-1,0} & v_{B-1,1} & \dots & v_{B-1,n-1} \end{pmatrix}, \quad M = \{m_0, m_1, \dots, m_{n-1}\}, \quad (17)$$

where B is the number of implementations of information signals; n is the number of spectral decomposition coefficients of one implementation, $m_i = \sum_{k=0}^{B-1} v_{k,i} / B$.

The total energy of the vector $\eta = \{\eta_0, \eta_1, \dots, \eta_{n-1}\}$, is defined as:

$$\sum_{i=0}^{n-1} R_{ii} = \sum_{k=0}^{n-1} \lambda_k. \quad (18)$$

The set of eigenvalues λ_k and eigenvectors $\varphi_k(j)$ uniquely characterize the covariance matrix R (and hence the vector η), therefore, it would be advisable to choose as the second set of signs $n_2=n_1=5$ eigenvalues and the corresponding eigenvectors of the covariance matrix of η .

Thus, for the simulation of information signals in the framework of the considered types of defects and the applied physical diagnostic method, it can be selected:

- 5 coefficients of orthogonal decomposition of the information signal in the constructed basis of orthogonal functions of the discrete argument $g_j(Z)$;
- 5 eigenvalues and the corresponding eigenvectors of the covariance matrix R of the vector η , characterizing the random component of the simulated signal.

The algorithm for modeling the information signal is shown in Fig. 12.

The selection of the coefficients of orthogonal decomposition a_{k_1} , $k_1 = \overline{0, n_1-1}$, eigenvalues λ_{k_2} and eigenvectors $\phi_{k_2}(j)$, $k_2 = \overline{0, n_2-1}$, $j = \overline{0, n-1}$ was carried out using realizations of the estimates of these characteristics obtained in the analysis of real information signals in the diagnosis of composite materials.

Since each component (coefficient) of the spectral decomposition is characterized by a different scattering value depending on the defect or the degree of damage to the sample and serial number, therefore, in the simulation

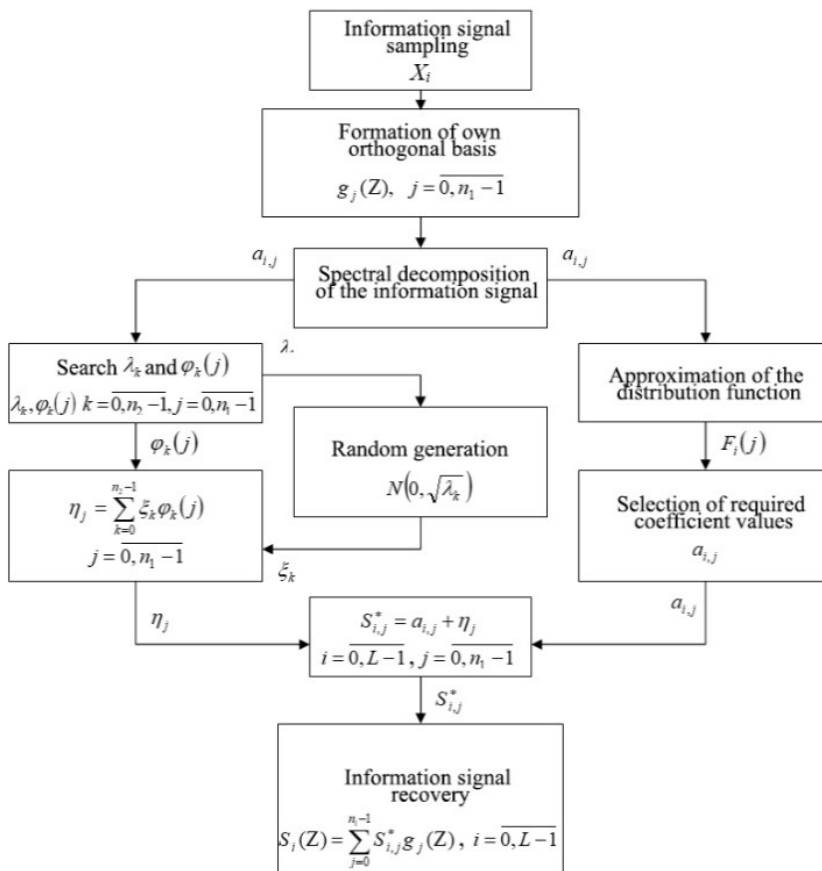


Fig. 12

simulation scheme, for each coefficient, respectively, there are different eigenvalues λ_k and eigenvectors $\phi_k(j)$. Therefore, each of the spectral components will, to varying degrees, experience the influence of random factors on its deterministic component, which happens in the analysis of real information signals obtained when diagnosing articles made of composite materials. So, it can be noted that the described approach allows you to build an adequate simulation model of a real information signal, taking into account both its deterministic and its random components.

Study the adequacy of the developed simulation model. To assess the adequacy of the information signal simulation models constructed using the proposed algorithm, the statistical characteristics of the obtained values of the spectral decomposition coefficients were evaluated.

Table 2

Zone type	Defect-free	Defect 1	Defect 2	Defect 3	Defect 4
Coefficient No 0					
Expected value	35.442	10.318	9.687	3.059	-0.14
Standard error	4.181	1.582	2.003	0.551	0.079
Median	36.636	10.030	8.730	3.007	-0.141
χ^2	3.07	3.08	3.19	3.35	3.16
Coefficient No 1					
Expected value	-0.036	14.951	12.861	9.18	2.547
Standard error	1.371	2.566	3.445	1.666	0.352
Median	0.175	13.817	10.996	8.998	2.539
χ^2	3.29	3.12	2.99	3.13	2.94
Coefficient No 2					
Expected value	0.012	0.007	2.311	-2.581	-1.659
Standard error	0.879	0.310	0.377	0.449	0.227
Median	0.191	-0.041	2.155	-2.534	-1.671
χ^2	3.39	3.27	3.11	3.45	3.11
Coefficient No 3					
Expected value	0.029	0.006	0.005	5.496	3.821
Standard error	0.142	0.162	0.063	0.956	0.511
Median	0.042	-0.040	-0.005	5.408	3.866
χ^2	3.21	3.05	2.95	3.12	3.34
Coefficient No 4					
Expected value	-0.006	-0.005	-0.004	-0.003	4.023
Standard error	0.067	0.031	0.031	0.074	0.516
Median	0.005	0.007	-0.015	-0.014	4.103
χ^2	3.37	3.01	3.35	3.40	3.18

the real ones was determined. The corresponding values are given in Table 3 (values of the standard error of the modeling of the information signal).

The obtained simulation models correspond in parameters and characteristics to real information signals, and can be used later in the formation of a training sample to configure the system, as well as to generate a control sample to verify the validity of the classifier and its validation. This is especially true for systems designed for non-standard diagnostics of objects; artificial neural networks are used as the classifier core.

The results of the study confirm the adequacy of the obtained simulation models of information signals and the effectiveness of the proposed method for obtaining reference signals.

The disadvantage of the discrete argument basis of the orthogonal functions created by the described algorithm is its specialization for a certain specific type of information signals. For the spectral conversion of

Hypotheses regarding the Gaussian law of the distribution of the values of the coefficients of spectral decomposition in the obtained basis were tested using the Pearson χ^2 -test. The results of calculating the sample characteristics of estimates and χ^2 -statistics for one-dimensional distributions with 7 degrees of freedom are presented in Table 2. For one-dimensional distributions with 7 degrees of freedom with a significance level of $\alpha = 0.99$, $\chi^2 = 3.49$.

According to the data presented, it can be concluded that the hypothesis of the Gaussian law of the distribution of the values of the coefficients of spectral decomposition does not contradict the available data, therefore they are completely characterized by their own mathematical expectations and the correlation function. So, it is obvious that the diagnostic parameters for constructing an information model of information signals should be selected based on the analysis of these characteristics.

Using the developed method, information signal implementations were obtained for each of the sections of a real sample (250 implementations for each of the 5 sections). Fig. 13 presents real and simulated signals characteristic of a defect-free zone and a zone with a different degree of damage; curve S_1 is the real signal that was obtained in the diagnosis of cell panels with shock damage using the low-speed impact method, and curve S_2 is the simulated signal. Fig. 13 presents signal from a zone without damage (a) and zones with damage 2.3 kJ (b), 2.8 kJ (c), 3.2 kJ (d), 5.1 kJ (e).

Analyzing the received signals, the average discrepancy of the averaged simulated signals from

signals of another type, it is necessary to re-execute the procedure for constructing an own basis of the orthogonal functions of the discrete argument, a new type of information signals will be specified.

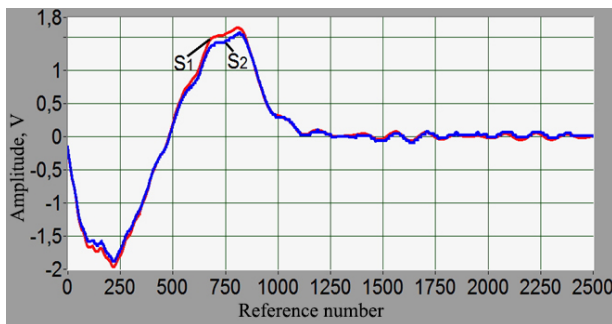


Fig. 13, a

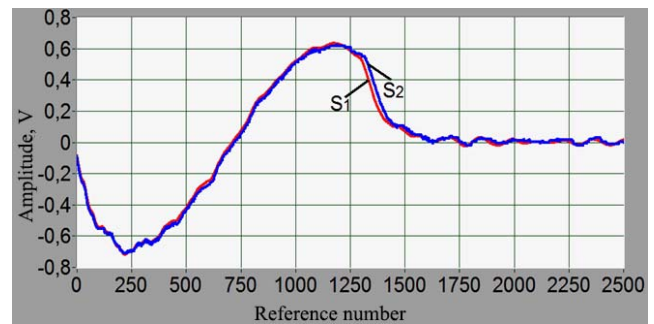


Fig. 13, b

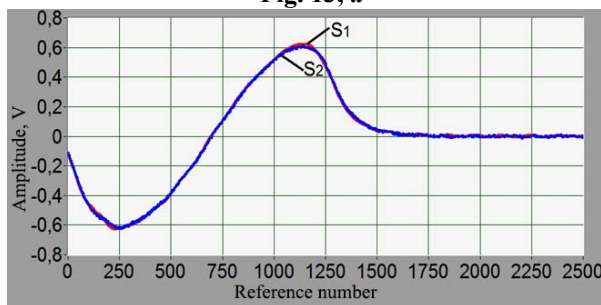


Fig. 13, c

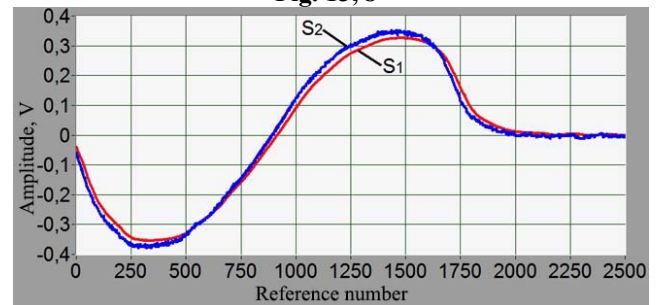


Fig. 13, d

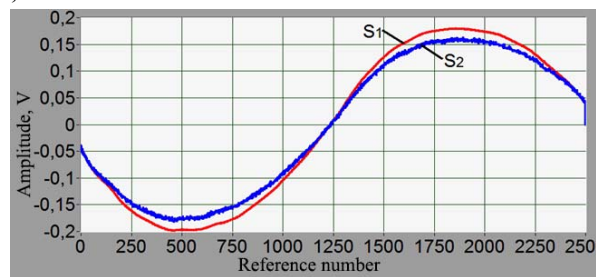


Fig. 13, e

Table 3

Type of zone	Standard error of recovery
Defect-free	$3.6 \cdot 10^{-3}$
With damage energy 2.30 kJ	$2.4 \cdot 10^{-3}$
With damage energy 2.81 kJ	$2.0 \cdot 10^{-3}$
With damage energy 3.24 kJ	$2.6 \cdot 10^{-3}$
With damage energy 5.11 kJ	$1.8 \cdot 10^{-3}$

orthonormal transformations is investigated. On its basis, a series of computer simulation experiments on the simulation of these signals was carried out. The obtained results can be applied during testing and training diagnostic systems for recognizing the technical condition of products made of composite materials about the possible range of defects of a particular material and the nature of their development and allow to analyze the transformation of information signals in real technical systems.

A method for simulating information signals has been developed and experimentally investigated, which allows one to take into account the deterministic and random components of the characteristics of real information signals, which made it possible to model information signals corresponding to various types and sizes of defects, the degree of damage to the material, and optimize the space of diagnostic signs depending on the type of material and characteristics defects of composites, synthesize a training set for training and

Conclusions. Based on the obtained experimental signals for non-destructive testing of products made of composite materials, approaches are developed to construct a simulation model of signals, which takes into account the deterministic and random components of real signals.

The method of simulation modeling of signals obtained while controlling cellular panels using the low-speed impact method using orthogonal and

customizing diagnostic system parameters and reduce the amount needed for this procedure actual reference samples with models defects.

Conducted experimental studies to determine the adequacy of the proposed simulation models, the obtained value of the standard error of the simulation does not exceed $3.6 \cdot 10^{-3}$.

Acknowledgement. The project presented in this article is supported by «Development of scientific fundamentals of thermogas dynamics of power plants and monitoring of pollutant emissions» (2018-2019, 0118U002283), «Development of a system for monitoring the level of harmful emissions of TPP and diagnosing the equipment of power plants using renewable energy sources on the basis of Smart Grid with their collaboration» (2019-2021, 0119U101859), which are financed by National Science of Ukraine, and «Development of a system for monitoring micro climatic parameters and the air pollution of the ecosystems the Northern Black Sea Coast (2019-2021, 0119U100550), which is financed by Ukrainian Ministry of Education.

1. Chennai S. Efficient Control Scheme for Five-level (NPC) Shunt Active Power Filters Based on Fuzzy Control Approaches. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*. 2016. Vol. 60. No 2. Pp. 135-142. DOI: <https://doi.org/10.3311/PPee.9015>
2. Widolo A., Kim E.Y., Son J.-D., Yang B.-S., Tan A.C.C., Gu D.-S., Choi B.-K., Mathew J. Fault diagnosis of low speed bearing based on relevance vector machine and support vector machine. *Expert Systems with Applications*. 2009. Vol. 36. No 2. Pp. 7252-7261. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.eswa.2008.09.033>
3. Maanami Y., Manacer A. Modeling and Diagnosis of the Inter-Turn Short Circuit Fault for the Sensorless Input-Output Linearization Control of the PMSM. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*. 2019. Vol. 63. No 3. Pp. 159-168. DOI: <https://doi.org/10.3311/PPee.13658>.
4. Yan R., Gao R.X., Chen X. Wavelets for fault diagnosis of rotary machines: A review with applications. *Signal Processing*. 2013. Vol. 96(A). Pp. 1-15. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2013.04.015>
5. Babak S., Babak V., Zaporozhets A., Sverdllova A. Method of statistical spline functions for solving problems of data approximation and prediction of objects state. *CEUR Workshop Proceedings*. 2019. Vol. 2353. Pp. 810-821. URL: <http://ceur-ws.org/Vol-2353/paper64.pdf> (accessed at 15.01.2020)
6. Zaporozhets A., Eremenko V., Serhiienko R., Ivanov S. Methods and Hardware for Diagnosing Thermal Power Equipment Based on Smart Grid Technology. In: Shakhovska N., Medykovskyy M. (eds) *Advances in Intelligent Systems and Computing III. CSIT 2018*. Advances in Intelligent Systems and Computing. Springer, Cham. 2019. Vol. 871. Pp. 476-489. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-01069-0_34
7. Babak V., Babak S., Myslovych M., Zaporozhets A., Zvaritch V. Technical provision of diagnostic systems. In: *Diagnostic Systems For Energy Equipments*. Studies in Systems, Decision and Control. Springer, Cham. 2020. Vol. 281. Pp. 91-133. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-44443-3_4
8. Simon G., Andrade M., Desmulliez M., Riehle M., Bernassau A. Theoretical Framework of Radiation Force in Surface Acoustic Waves for Modulated Particle Sorting. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*. 2019. Vol. 63. No 2. Pp. 77-84. DOI: <https://doi.org/10.3311/PPee.13454>
9. Sikdar S., Kudela P., Radziemski M., Kundu A., Ostachowicz W. Online detection of barely visible low-speed impact damage in 3D-core sandwich composite structure. *Composite Structures*. 2018. Vol. 185. Pp. 646-655. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.compstruct.2017.11.067>
10. Babak V., Eremenko V., Zaporozhets A. Research of diagnostic parameters of composite materials using Johnson distribution. *International Journal of Computing*. 2019. Vol. 18(4). Pp. 483-494. DOI: <https://doi.org/10.47839/ijc.18.4.1618>
11. Wu Z., Huang N.E. Ensemble empirical mode decomposition: a noise-assisted data analysis method. *Advances in Adaptive Data Analysis*. 2009. No 1(2). Pp. 1-41. DOI: <https://doi.org/10.1142/S1793536909000047>
12. Potapov A.I., Makhov V.E. Methods for Nondestructive Testing and Diagnostics of Durability of Articles Made of Polymer Composite Materials. *Russian Journal of Nondestructive Testing*. 2018. Vol. 54. Pp. 151-163. DOI: <https://doi.org/10.1134/S1061830918030087>
13. Hsue, W.-L., Chang, W.-C. Real Discrete Fractional Fourier, Hartley, Generalized Fourier and Generalized Hartley Transforms With Many Parameters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*. 2018. Vol. 62(100). Pp. 2594-2605. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSI.2015.2468996>
14. Hsue W.-L., Chang W.-C. Multiple-parameter real discrete fractional Fourier and Hartley transforms. In: 19th International Conference on *Digital Signal Processing*. Hong Kong, China, Aug. 20-23, 2014. Pp. 694-698. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICDSP.2014.6900753>
15. Eremenko V., Zaporozhets A., Isaenko V., Babikova K. Application of wavelet transform for determining diagnostic signs. *CEUR Workshop Proceedings*. 2019. Vol. 2387. Pp. 202-214. URL: <http://ceur-ws.org/Vol-2387/20190202.pdf> (accessed at 15.01.2020)

16. Csuka B., Kollar Z. R-DFT-based Parameter Estimation for WiGig. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*. 2017. Vol. 61(2). Pp. 224-230. DOI: <https://doi.org/10.3311/PPee.9737>
17. Simon G., Hantos G., Andrade M., Desmulliez M., Riehle M., Bernassau A. Monte-Carlo Based Sensitivity Analysis of Acoustic Sorting Methods. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*. 2019. Vol. 63(2). Pp. 68-76. DOI: <https://doi.org/10.3311/PPee.13455>
18. Khelif M.A., Bendiabdellah A., Cherif B. A Combined RMS-MEAN Value Approach for an Inverter Open-Circuit Fault Detection. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*. 2019. Vol. 63(3). Pp. 169-177. DOI: <https://doi.org/10.3311/PPee.13605>
19. Zaporozhets A., Eremenko V., Babak V., Isaienko V., Babikova K. Using Hilbert Transform in Diagnostic of Composite Materials by Impedance Method. *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*. 2020. Vol. 64(4). Pp. 334-342. DOI: <https://doi.org/10.3311/PPee.15066>
20. Ali A., Khan K., Haq F., Shah S.I.A. A Computational Modeling Based on Trigonometric Cubic B-Spline Functions for the Approximate Solution of a Second Order Partial Integro-Differential Equation. In: *WorldCIST'19 2019*. Advances in Intelligent Systems and Computing. 2019. Vol. 930. Pp. 844-854. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-16181-1_79
21. Han X., Guo X. Cubic Hermite interpolation with minimal derivative oscillation. *Journal of Computational and Applied Mathematics*. 2018. Vol. 331. Pp. 82-87. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.cam.2017.09.049>
22. Meshram S.G., Powar P.L., Meshram C. Comparison of cubic, quadratic, and quintic splines for soil erosion modeling. *Applied Water Science*. 2018. Vol. 8(173). DOI: <https://doi.org/10.1007/s13201-018-0807-6>
23. Zaporozhets A. Development of Software for Fuel Combustion Control System Based on Frequency Regulator. *CEUR Workshop Proceedings*. 2019. Vol. 2387. Pp. 223-230. URL: <http://ceur-ws.org/Vol-2387/20190223.pdf> (accessed at 15.01.2020)
24. Brajovic M., Orovic I., Dakovic M., Stankovic S. On the parameterization of Hermite transform with application to the compression of QRS complexes. *Signal Processing*. 2017. Vol. 131. Pp. 113-119. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.sigpro.2016.08.007>

МЕТОД СТВОРЕННЯ ЕТАЛОННИХ СИГНАЛІВ ПРИ НЕРУЙНІВНОМУ КОНТРОЛІ НА ОСНОВІ НИЗЬКОШВИДКІСНОГО УДАРУ

В.С. Еременко¹, В.П. Бабак², А.О. Запорожець²

¹ НТУ України «КПІ ім. І. Сикорського»

пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,

e-mail: nau_307@ukr.net

Інститут технічної теплофізики НАН України,

вул. Марії Капніст, 2а, 03057, Україна

e-mail: vdoe@ukr.net; a.o.zaporozhets@nas.gov.ua

Описано підхід до формування імітаційної моделі інформаційних сигналів, характерних для об'єктів з різними типами дефектів. Проведено дисперсійний аналіз компонентів сигнального спектра в базах дискретного перетворення Хартлі та дискретного косинусного перетворення. Аналіз форми реконструйованого інформаційного сигналу проводиться залежно від кількості коефіцієнтів спектрального розкладу в базах Хартлі та косинусних функцій. Отримано основу ортогональних функцій дискретного аргументу, яку можна використовувати для спектрального перетворення інформаційних сигналів дефектоскопа. Розроблено та експериментально досліджено метод моделювання інформаційних сигналів, що дозволяє враховувати детерміновану та випадкову складові характеристик реальних інформаційних сигналів. Бібл. 24, рис. 13, табл. 3.

Ключові слова: діагностика, неруйнівний контроль, інформаційний сигнал, композиційний матеріал, перетворення Хартлі, дисперсійний аналіз.

Надійшла 15.02.2021

Остаточний варіант 05.04.2021

АНАЛІЗ НАУКОМЕТРИЧНИХ ПОКАЗНИКІВ ЖУРНАЛУ
«ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА» 2018–2020 рр.

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

Розглянуто напрямки розвитку журналу «Технічна електродинаміка» у останні роки, проаналізовано основні його наукометричні показники за даними Scopus за 2020 рік, проведено їхнє порівняння з показниками попередніх двох років. Зазначено, що такі показники як SJR, процентиль, міжнародне співробітництво зменшилися, індекс Хірша та квартиль залишилися на колишньому рівні. Запропоновано шляхи покращення показників журналу. Бібл. 6.

Ключові слова: наукометричні показники, Scopus, SJR, процентиль, індекс Хірша, квартиль

Загальна тенденція розвитку сучасної вітчизняної науки – рух до європейського та світового наукового простору, а це безпосередньо пов'язано зі спрямуванням публікаційної активності українських науковців перш за все у виданнях, які індексуються у наукометричних базах даних (БД) Scopus та WoS. Включення журналу до цих баз – довготривалий та складний процес. За даними Міністерства освіти та науки України станом на 26.04.2021 р. у ці БД входить 136 українських журналів (віднесено до категорії «А» Переліку наукових фахових видань), із них лише 61 індексується у Scopus, серед яких 13 – у категорії Energy і Engineering.

Але ще важче навіть налагодженому виданню відповідати критеріям, які висуває до них Scopus. БД Scopus щомісячно проводить перевірки журналів, за результатами яких, наприклад, у лютому 2021 р. 18 видань припинили індексування, у березні – 10, а у квітні – 4 [1]. Причини припинення індексації різні:

- порушення унормованої поведінки журналу. У Scopus існує спеціальний аналітичний алгоритм *Radar*, який слідкує за поведінкою журналу, а саме: фіксує зміни кількості статей, самоцитування, географію авторів, їхню інституційну приналежність і т. інш.;

- зниження якості публікацій – *Publication concerns*, якщо користувачі мають занепокоєння щодо якості публікації, то вони можуть попросити переоцінити журнал;

- не дотримання відповідності критеріям Scopus – *Do not meet Scopus criteria*. Одним з таких є наступний: у списку літератури не повинно бути більше 10–12% самоцитування журналу, а також не менше 50% джерел мають належати виданням, які індексуються в базах даних Scopus або WoS;

- виникнення етичних проблем – *Ethics concerns*.

Якщо видання не відповідає критеріям протягом двох років, Консультативна рада з відбору контенту (CSAB – Scopus Content Selection and Advisory Board) повторно оцінює журнал. Scopus щорічно проводить програму повторного оцінювання.

Саме тому **метою** статті є аналіз стану, наукометричних показників журналу «Технічна електродинаміка» (далі «ТЕ») за останні три роки та тенденцій його подальшого розвитку.

Журнал «ТЕ» індексується у базі даних Scopus з 2012 року, і це дає реальну можливість нашим вченим оприлюднити результати своїх досліджень у «скопусовському» журналі безпосередньо в Україні.

Редакція не зупиняється на досягнутому та намагається слідкувати за міжнародними вимогами до наукових видань. Журнал, як «живий організм», розвивається:

- усі статті з 2016 року мають DOI з префіксом 10.15407 – агенція CROSSREF, метадані з якої використовують різні БД, пошукові сервіси, проекти та бібліотеки;

- розроблено новий сайт журналу на платформі OJS – Open Journal System;

- це дало змогу включити його до баз даних INDEX COPERNICUS – ICV 92,56 та DOAJ – Directory of Open Access Journals, яку часто цитують як джерело якісних журналів із відкритим доступом у наукових та науково-видавничих колах;

– завдяки переходу на систему OJS сайт журналу підключено до системи **Google Analytics** – зручному і багатофункціональному сервісу від компанії **Google** для аналізу **інтернет-сайтів**, який дає змогу редакції перевірити стан індексування, статистику **аудиторії сайту** (відвідуваності сайту, кількості переглянутих користувачами сторінок, географічний розподіл аудиторії) та оптимізувати видимість своїх вебсторінок [2]. Наприклад, за останніми даними цієї системи (період з 14 травня по 10 червня 2021 р.) сайт журналу найбільш активно переглядався в Україні, США, Індії, Німеччині, Канаді, Чехії, Фінляндії, Ірані та Швеції.

Змінюються і наукометричні показники журналу.

Так за даними SCImago (наукова група з Університету Гранади, яка займається аналізом інформації, поданням та пошуком за допомогою методів візуалізації) у 2020 році журнал «ТЕ»:

– посідає 23 місце серед українських журналів, що індексуються у БД Scopus (нагадаємо – всього їх 61), та 32 – серед журналів Східної Європи [3];

– входить до **квартіля Q3**.

SNIP (Source Normalized Impact per Paper) – **0,81**. Цей показник враховує рівень цитувань у кожній науковій галузі й може бути використаний задля порівняння публікацій з різних наукових напрямків. Під час підрахунку SNIP використовується показник "потенціал цитування", який враховує кількість цитувань журналів певної дисципліни і ступінь її охоплення наукометричною базою [4].

CiteScore – **1,0** – це чисельний показник, що відображає середню кількість цитованості недавніх статей, опублікованих в журналі. Даний індикатор був створений в грудні 2016 року видавництвом Elsevier як альтернатива зазвичай використовуваному JCR імпакт-фактору (обчислюваному Clarivate). CiteScore ґрунтується на даних за 4 попередні роки, що знаходяться в базі даних Scopus. У кожен даний рік індекс CiteScore журналу визначається як кількість цитувань, зроблених за цей і три попередніх роки, з документів, опублікованих в журналі за ці чотири роки, розділене на загальну кількість опублікованих документів того ж типу в базі даних (статті, огляди, документи з конференцій, глави книг) протягом цього ж самого чотирирічного періоду [5]. Зазначимо, що найвищий показник CiteScore видань, що входять до квартіля Q3, дорівнює 5,1.

Процентиль – **28%** – показує відносне положення журналу в своїй галузі знання. Кожна галузь знання ділиться на 100 процентилей рівного розміру в залежності від кількості журналів, і кожному журналу присвоюється певний процентиль в залежності від його показника CiteScore. Чим процентиль вище, тим вище авторитетність журналу Журнал «ТЕ» має згідно CiteScore рейтинг не нижче, ніж 28% журналів, віднесених до цієї ж категорії. До квартіля Q1 включено журнали, які мають процентиль з 99 по 75 включно; до Q2 – з 74 по 50; до Q3 – з 49 по 25; до Q4 – з 24 по 1.

IPP (The impact per publication) – **0,40** – розраховується як відношення кількості цитувань, наданих за поточний рік, до загальної кількості публікацій за останні три роки. IPP досить схожий на відомий імпакт-фактор журналу.

H-індекс (індекс Хірша) дорівнює **13**; наукометричний показник, запропонований як альтернатива класичному "індексу цитованості" – сумарному числу посилань на роботи вченого. Критерій засновано з врахуванням кількості публікацій дослідника і числа їхнього цитування. Тобто вчений, який опублікував N статей, має індекс h, якщо h його статей отримали не менше h цитувань, інші (N-h) його статей отримали не більше h цитувань.

SJR (SCImago Journal Ranking) журналу – **0,22** – найважливіший показник авторитетності журналу за версією Scopus. Розроблений університетом Гранади рейтинг журналів, в якому враховуються не тільки загальна кількість цитувань, але й зважені та якісні їхні показники, такі як авторитетність посилань, тобто наскільки авторитетні журнали посилаються на статті цього видання. SJR позначає середню кількість цитат (за певний рік), поділену на кількість наукових статей, надрукованих за останні три роки. Рейтинг SJR є виваженою оцінкою престижності журналу.

У табл.1 наведено ці показники журналу «ТЕ» за останні три роки.

Таблиця 1							
Рік	H-index	SJR	SNIP	IPP	Квартиль	CiteScore	Процентиль, %
2018	10	0.19	0.96	0.29	Q3	0,8	33
2019	13	0.24	0.66	0.31	Q3	0,9	30
2020	13	0.22	0.81	0.40	Q3	1,0	28

Як видно з табл. 1, вперше за декілька років H-індекс журналу не виріс у порівнянні з цим значенням у попередні роки, а важливі показники SJR та проценти навіть дещо зменшилися – з 0,24 до 0,22 та з 30% до 28% відповідно.

Це стосується і інших показників. Наприклад, загальне цитування статей, опублікованих в «ТЕ», зменшилося зі 161 у 2019 році до 155 – у 2020, при цьому показник самоцитування зріс з 45% (2019) до 54% (2020); міжнародне співробітництво залишається досить незначним: 6,58% – у 2019 р. і 4,88% – у 2020 [4]. Протягом усіх років індексування у Scopus журнал за обома категоріями, за яких він оцінюється – [Engineering and Power Technology](#) та [Electrical and Electronic Engineering](#), залишається у квартилі Q3 [3].

Таки тенденції не можуть не турбувати. Саме тому проаналізуємо поведінку журналу за останні три роки, яку відслідковує система Radar (табл. 2) [6], задля зрозуміння того, що потрібно зробити аби покращити цей стан.

За даними табл. 2 кількість опублікованих наукових статей змінюється незначно, більшу частину з них написано двома або трьома авторами. Зростання кількості співавторів викликає деяку заклопотаність: чи означає згадка імені вченого серед співавторів те, що він брав участь у написанні тексту, до якої міри поширюється персональна відповідальність із зростанням кількості співавторів? Щоб запобігти випадкам академічної недоброчесності, редакція журналу пропонує кожному з авторів підписувати «Декларацію щодо дотримання академічної доброчесності», в якій вказувати свій особистий внесок у підготовку статті.

Таблиця 2			
	2018	2019	2020
Загальна кількість статей, у тому числі	110	80	83
одноосібних	25	9	10
2 – 3 співавторів	51	52	40
співавторів > 3	34	19	33
Кількість статей у співавторстві з іншими організаціями, у тому числі іноземними	66	51	58
	5	5	9
Всього авторів, у тому числі автори ІЕД НАН України	299	216	255
сторонні автори всього,	130	84	112
із них іноземні	169	132	143
	10	16	18
Кількість статей англійською	31	6	23

На даний момент у більшості статей присутні співавтори з однієї організації або мають аффіліації тільки всередині України. Дуже рідкісний вихід співавторств за межі кордонів нашої країни. Зауважимо, що співпраця авторів з різних країн впливає на цитованість: середня цитованість статті зростає у разі збільшення кількості співавторів з інших країн. Поява в співавторстві додаткової країни впливає на цитованість більше, ніж поява додаткового учасника.

Низький відсоток статей іноземних авторів (головним чином це автори Польщі, Китаю, поодинокі випадки – з інших країн) свідчить про регіональний статус журналу «ТЕ». Редакцію турбує і те, що у 2021 році в журналі «ТЕ» все більше друкуються статті авторів Інституту електродинаміки НАН України. Це може призвести до того, що журнал буде визнаним інституціональним, а це, в свою чергу, буде загрожувати припиненням його індексації у визнаних БД.

З огляду на сказане, редакція у своїй роботі буде дотримуватися наступного:

- посилить "вхідний контроль" статей, особливо це стосується списків літератури (самоцитування журналу не повинно перевищувати 10-12%) та структури статті;
- віддавати перевагу статтям, написаним у співавторстві із закордонними науковцями та іноземним авторам;
- проводити роботу з рецензентами задля покращення якості статей.

Які рекомендації можна дати авторам та дописувачам журналу «ТЕ», аби покращити його показники?

По перше, писати статті англійською мовою. Якщо роботи опубліковано не англійською, це знижує їхню помітність і цитованість. Але водночас виникає питання до видавця – Інституту

електродинаміки НАН України – щодо роботи у редакції професійних редакторів технічних текстів, написаних англійською.

По друге, більше публікувати результати своїх робіт у міжнародних журналах, наприклад, IEEE Transactions on Power Delivery (USA) – подібність із журналом «ТЕ» 10%; IEEE Transactions on Industry Applications (USA) – подібність 8%; IEEE Transactions on Energy Conversion (USA) – подібність 8%; Electric Power Components and Systems (GBR) – подібність 7% [4], у яких робити посилання на наш журнал.

Які висновки можна зробити зі сказаного?

Журнал «ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА» є наукове видання відкритого доступу у сфері технічних наук, яке приймає до публікації неопубліковані раніше статті, що містять результати фундаментальних теоретичних розробок та найбільш значних прикладних досліджень в галузі електротехніки та енергетики. Редакції важливо, щоб інформація у статтях була новітньою, перевіреною та підтвердженою.

Авторам треба намагатися ретельно слідувати правилам оформлення статей, інструкціям журналу, дотримуватися чіткої її структури. Необхідно враховувати це, щоб потім не витратити час на комунікацію з редакцією і нескінченні виправлення.

Всі статті у журналі «ТЕ» проходять рецензування та редагування. Це складні процеси, спрямовані на покращення якості робіт. Автори мають бути готовим до цього. Важливо поважати коментарі рецензентів, необхідно вчасно надавати відповіді на пропозиції, які ініціює рецензент або науковий редактор.

Редакція журналу «Технічна електродинаміка» вдячна авторам, дописувачам та рецензентам за плідну співпрацю та розуміння нашої видавничої політики. Тільки наполеглива праця, цілеспрямованість, активність всіх учасників процесу підготовки та видання журналу обов'язково принесе позитивні зрушення.

1. New journal monitoring in Scopus. How many publications are excluded? (April 2021)
URL: <https://nim.media/articles/novy-monitoring-zhurnaliv-u-scopus-skilki-vidan-viklyucheno-kviten-2021> (accessed 01.06.2021)
2. Google Analytics. URL: https://uk.wikipedia.org/wiki/Google_Analytics (accessed 12.06.2021)
3. Scimago Journal & Country Rank. URL: <https://www.scimagojr.com/journalrank.php?country=UA> (accessed 12.06.2021)
4. URL: <http://www.scimagojr.com/journalsearch.php?q=21100207636&tip=sid&clean=0> (accessed 12.06.2021)
5. CiteScore. URL: <https://www.scopus.com/sources.uri> (accessed 12.06.2021)
6. Tekhnichna elektrodynamika. URL: <https://techned.org.ua/index.php/techned/issue/archive> (accessed 12.06.2021)

ANALYSIS OF SCIENTIFIC METRIC INDICATORS OF THE JOURNAL "TECHNICAL ELECTRODYNAMICS" 2018-2020

L.V.Gorodzha

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine

Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

e-mail: ted@ied.org.ua

The directions of development of the journal "Technical Electrodynamics" in recent years are considered, its main scientometric indicators according to Scopus data for 2020 are analyzed, their comparison with the indicators of the previous two years is made. It is noted that indicators such as SJR, percentile, international cooperation decreased, the Hirsch index and quartiles remained at the same level. Ways to improve the performance of the journal are suggested. References 6.

Keywords: scientometric indicators, Scopus, SJR, percentile, H-index, quartile

Надійшла 14.06.2021

**ДО 70-РІЧЧЯ ЧЛЕНА-КОРЕСПОНДЕНТА НАЦІОНАЛЬНОЇ АКАДЕМІЇ НАУК УКРАЇНИ
МИХАЛЬСЬКОГО ВАЛЕРІЯ МИХАЙЛОВИЧА**



**Завідувач відділу перетворення та стабілізації електромагнітних процесів,
доктор технічних наук, професор, член-кореспондент НАН України,
лауреат Державної премії України в галузі науки і техніки**

Михальський Валерій Михайлович народився 3 липня 1951 року. У 1973 році закінчив Одеський політехнічний інститут за спеціальністю «Промислова електроніка». З 1977 року його трудова діяльність пов'язана з Інститутом електродинаміки НАН України, у якому він працював старшим інженером, завідувачем сектору, молодшим науковим співробітником, науковим співробітником, старшим науковим співробітником, провідним науковим співробітником, головним науковим співробітником, а з 2019 року дотепер – завідувачем відділу перетворення та стабілізації електромагнітних процесів. У 2010 році захистив докторську дисертацію за спеціальністю 05.09.12 – «напівпровідникові перетворювачі електроенергії» – і здобув науковий ступінь доктора технічних наук. У 2014 році йому присвоєно вчене звання професора за тією ж спеціальністю. У 2018 році Михальський Валерій Михайлович був обраний членом-кореспондентом НАН України за спеціальністю "силова електроніка".

Михальський В.М. – визнаний та добре відомий як в нашій країні, так і за її межами вчений. Наукова діяльність В.М. Михальського пов'язана з підвищенням якості вихідної напруги та вхідного струму перетворювачів частоти і напруги, що сприяє підвищенню енергоефективності перетворювальних систем на базі пристроїв силової електроніки в цілому.

Під його керівництвом виконано цикл теоретичних та експериментальних досліджень щодо створення та впровадження нових теоретичних положень, що вирішують наукову проблему підвищення якості електроенергії на вході та виході напівпровідникових перетворювачів частоти і напруги з одночасним забезпеченням максимально можливих коефіцієнтів передачі за напругою шляхом створення нових методів модуляції.

В.М. Михальський керує науковим напрямом, який пов'язаний із дослідженням та розробленням засобів і методів керування напівпровідниковими перетворювачами та електромеханічними системами для забезпечення електромагнітної сумісності джерел електроенергії та споживачів. Характерною рисою робіт, які виконує Михальський В.М., є органічний зв'язок теоретичних досліджень із розв'язанням важливих практичних завдань.

Під його керівництвом розроблено, виготовлено й досліджено цілий ряд джерел живлення для спеціальної техніки.

Упродовж останніх років Михальським В.М. розроблено принципи побудови генераторів розрядних імпульсів струму, призначених для електродинамічної обробки конструктивних матеріалів і зварних з'єднань відповідальних конструкцій у рамках програми НАН України "Ресурс". Розроблені генератори забезпечують вихідні імпульсні струми амплітудою до 5 кА і є конкурентоспроможними на світовому ринку.

Результати наукової діяльності Михальського В.М. знайшли своє відображення в понад 200 працях, в тому числі 4 монографіях в галузі силової електроніки та електроенергетики, навчальному посібнику, понад 40 авторських свідоцтвах та патентах (в т.ч. патенти США та Великобританії). Він є лауреатом Державної премії України в галузі науки і техніки. Державну премію отримав у складі авторського колективу за роботу «Енергоефективні електромеханічні системи широкого технологічного призначення», яка подавалась Інститутом електродинаміки НАН України у 2015 році.

В.М. Михальський бере активну участь в атестації наукових кадрів, працюючи з 2007 р. дотепер в експертних радах ВАК України та ДАК МОН України з електротехніки та енергетики. Крім цього, він є заступником голови спеціалізованої вченої ради Д 26.187.01 із захисту докторських дисертацій за спеціальностями 05.09.03; 05.09.05; 05.09.12 при ІЕД НАН України.

В.М. Михальський очолює Державні екзаменаційні комісії в Національних університетах України, які готують спеціалістів у галузях електроніки та електротехніки. Він регулярно читає курс лекцій із силової електроніки в рамках роботи Відділення цільової підготовки Національного технічного університету України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", щороку керує виробничою практикою та науковою роботою студентів НТУ України "КПІ імені Ігоря Сікорського" та Національного авіаційного університету.

Упродовж останніх років В.М. Михальський є членом редколегій журналів «Технічна електродинаміка» та «Праці Інституту електродинаміки НАН України», бере активну участь у рецензуванні матеріалів, поданих для опублікування у цих журналах; членом програмних комітетів та головою секцій силової електроніки міжнародних електротехнічних конференцій, що проводяться в Україні.

Колектив Інституту електродинаміки НАН України, редакція журналу «Технічна електродинаміка» щиро вітають Валерія Михайловича з ювілеєм і зичать йому міцного здоров'я, добробуту та подальших творчих успіхів.