



# 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**  
**2022**

## 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.AS.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  
**Strzelecki R** Professor, Gdansk University of Technology, Poland

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, DOAJ.

### Адреса редакції:

03057, м. Київ, проспект Перемоги, 56,

Інститут електродинаміки НАН України.

Тел. (044) 366 26 57.

Email: [ted@ied.org.ua](mailto:ted@ied.org.ua)

<https://techned.org.ua>

## ЗМІСТ

**Теоретична електротехніка та електрофізика**

VASETSKY Yu.M. Impedance boundary condition of non-uniform electromagnetic field penetration into conducting half-space.....3

**Перетворення параметрів електричної енергії**

ARTEMENKO M.Yu., SHOPYK V.V., MYKHALSKYI V.M., SHAPOVAL I.A., POLISHCHUK S.Y. The efficiency improvement of a multiphase power supply system by using energy-saving shunt active filtration strategies .....9

ГУЦАЛЮК В.Я. Послідовні резонансні інвертори з модульною структурою для високочастотних установок індукційного нагрівання .....15

**Електромеханічне перетворення енергії**

GREBENIKOV V.V., PAVLOV V.B., GAMALIYA R.V., POPKOV V.S. Comparative analysis of electric machines characteristics with permanent magnets for electric vehicles and wind turbines.....21

BONDAR R.P. Resonant modes of a linear permanent magnet vibratory motor .....28

ШУРУБ Ю.В., ЦИЦЮРСЬКИЙ Ю.Л. Застосування комбінованої схеми однофазного включення асинхронного двигуна як засіб підвищення енергоефективності гідроприводу поступального руху .....36

**Електроенергетичні системи та устаткування**

БЛІНОВ І.В., ОЛЕФІР Д.О., ПАРУС Є.В. Модель оптимального використання ресурсів гідроелектростанцій на ринку електричної енергії .....42

ДЕНИСЮК С.П., ДЕРЕВ'ЯНКО Д.Г., БЕЛОХА Г.С. Синтез моделей локальних електроенергетичних систем з джерелами розосередженої генерації .....48

КАЦАДЗЕ Т.Л., ЧИЖЕВСЬКИЙ В.В., БУСЛОВА Н.В., ЧЕРКАШИНА В.В. Визначення складових втрат активної потужності в дальній електропередачі змінного струму .....54

СИЧОВА В.В. Прогнозування добових графіків сумарних небалансів електричної енергії в ОЕС України .....59

**Електротехнологічні комплекси та системи**

ГОРИСЛАВЕЦЬ Ю.М., БОНДАР О.І., ПРОСКУДІН В.М., КУСКОВ Ю.М., РИМАР С.В., НЕТЯГА А.В. Моделювання електромагнітних процесів в секційному кристалізаторі для електрошлакового наплавлення металу .....64

ШИДЛОВСЬКА Н.А., ЗАХАРЧЕНКО С.М., ЗАХАРЧЕНКО М.Ф., МАЗУРЕНКО І.Л., КУЛІДА М.А. Фізичні і техніко-економічні аспекти сучасних методів підготовки води для теплової і атомної енергетики .....69

**Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці**

MELNYK V.G., BORSHCHOV P.I., VASYLENKO O.D., BRAHYNETS I.O. Optimization of balancing in a bridge measuring circuit with a differential conductometric sensor.....78



**CONTENTS**

**Theoretical electrical engineering and electrophysics**

VASETSKY Yu.M. Impedance boundary condition of non-uniform electromagnetic field penetration into conducting half-space.....3

**Conversion of electric energy parameters**

ARTEMENKO M.Yu., CHOPYK V.V., MYKHALSKIY V.M., SHAPOVAL I.A., POLISHCHUK S.Y. The efficiency improvement of a multiphase power supply system by using energy-saving shunt active filtration strategies .....9

HUTSALIUK V.Ya. Series resonant inverters with modular structure for high-frequency induction heating .....15

**Electromechanical energy conversion**

GREBENIKOV V.V., PAVLOV V.B., GAMALIYA R.V., POPKOV V.S. Comparative analysis of electric machines characteristics with permanent magnets for electric vehicles and wind turbines.....21

BONDAR R.P. Resonant modes of a linear permanent magnet vibratory motor .....28

SHURUB Yu.V., TSITSYURSKIY Yu.L. Application of the combined scheme of single-phase inclusion of the induction motor as a means of increasing the energy efficiency of hydraulic drive of progressive movement .....36

**Electric power systems and installations**

BLINOV I.V., OLEFIR D.O., PARUS Ye.V. Model of optimal use of hydro power plants in the electricity market .....42

DENYSIUK S.P., DEREVIANKO D.H., BIELOKHA H.S. Synthesis of models of local power systems with distributed generation sources .....48

KATSADZE T.L., CHIZHEVSKIY V.V., BUSLOVA N.V., CHERKASHYNA V.V. Determination of active power losses components in long-distance ac power transmission .....54

SYCHOVA V.V. Forecasting of daily schedules of overall electricity imbalances IPS of Ukraine .....59

**Electrotechnological complexes and systems**

GORYSLAVETS Yu.M., BONDAR O.I., PROSKUDIN V.M., KUSKOV Yu.M., RYMAR S.V., NETYAHА A.V. Modeling of electromagnetic processes in a sectional crystalizer for electroslag surfacing of metal .....64

SHYDLOVSKA N.A., ZAKHARCHENKO S.M., ZAKHARCHENKO M.F., MAZURENKO I.L., KULIDA M.A. Physical and technical-economic aspects of modern methods of water treatment for thermal and nuclear power engineering.....69

**Information-measuring systems in power engineering**

MELNYK V.G., BORSHCHOV P.I., VASYLENKO O.D., BRAHYNETS I.O. Optimization of balancing in a bridge measuring circuit with a differential conductometric sensor.....78

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

## IMPEDANCE BOUNDARY CONDITION OF NON-UNIFORM ELECTROMAGNETIC FIELD PENETRATION INTO CONDUCTING HALF-SPACE

**Yu.M.Vasetsky\***

**Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine,  
e-mail: [yuriy.vasetsky@gmail.com](mailto:yuriy.vasetsky@gmail.com)**

*The influence of the non-uniformity of the external field to its distribution on the surface of the conducting half-space is investigated on the basis of exact analytical and approximate asymptotic calculation methods of an arbitrary three-dimensional electromagnetic field. The function that generalizes the impedance boundary condition for diffusion of non-uniform field into conducting body is proposed. On the basis of calculations results comparison by exact and approximate methods for concrete model of electromagnetic system the admissible value of the upper limit of the introduced small parameter is established. References 10, figures 5.*

**Key words:** three-dimensional electromagnetic field, strong skin effect, impedance boundary condition.

**Introduction.** In the case of high-speed pulse or high-frequency processes there is a strong skin effect in the conducting elements of electromagnetic devices, in which the current and electromagnetic field are concentrated in a thin surface layer. In this paper, sinusoidal electromagnetic fields are considered in the quasi-stationary approximation, when wave processes can be neglected [1, 2]. Under such limitations, simplified approaches are widely used to solve specific problems and develop appropriate numerical calculation methods [3, 4]. Despite the long history of development, the study of the electromagnetic field with strong skin effect remains an urgent task.

Features of electromagnetic field penetration into conducting body, including its surface distribution, depend not only on electrical conductivity, relative magnetic permeability of the medium and field frequency, but also on geometry of boundary surfaces and features of field distribution of external sources near the surface.

For a body with ideal conductivity, the depth of field penetration  $\delta = \sqrt{2/(\omega\mu\mu_0\gamma)}$  goes to zero  $\delta \rightarrow 0$ . Here  $\mu$  is relative magnetic permeability,  $\gamma$  is specific electrical conductivity,  $\omega$  is cyclic field frequency. In this case, it is sufficient to use a mathematical model in which the tangential component of the electric field intensity and the normal component of the magnetic field intensity are equal to zero on the surface of the conducting body  $E_\tau = 0$ ,  $H_n = 0$  (Fig. 1) [5]. The finite, but significantly smaller penetration depth of field compared to the size of the body and the nonzero value of the electric field intensity are taken into account in an approximate mathematical model using the concept of impedance boundary condition formulated by M. Leontovich [6, 7]. It is assumed that the local electromagnetic field penetrates into the metal body in the same way as a uniform field penetrates to the conducting half-space (Fig. 2). Moreover, the magnitude of the magnetic field tangential to the body surface  $H_\tau = H_\parallel(z=0)$  is determined from the independent solution of the external problem under the condition  $H_n = H_z = 0$ . The field vectors at the boundary are connected by the impedance boundary condition:

$$\dot{E}_\tau = \zeta[\mathbf{e}_z \times \dot{H}_\tau], \quad (1)$$

where  $\zeta = p/\gamma = \sqrt{i\omega\mu\mu_0\gamma}/\gamma$  is the effective surface impedance. In this model representation, the tangent component to the surface of the half-space  $\mathbf{H}_\tau = \mathbf{H}_\parallel(z=0)$  is equal to twice value of the tangent component of the magnetic field of external sources  $\mathbf{H}_\parallel(z=0) = 2\mathbf{H}_{0\parallel}$  [8].

Detailed review of research on the use of the concept of surface impedance in the modeling of electrodynamics problems is presented, in particular, in [3, 9]. At the same time, in most of the cited papers, mathematical models of the diffusion of non-uniform electromagnetic field are limited of a small value of penetration depth or insignificant field non-uniformity at the body surface.

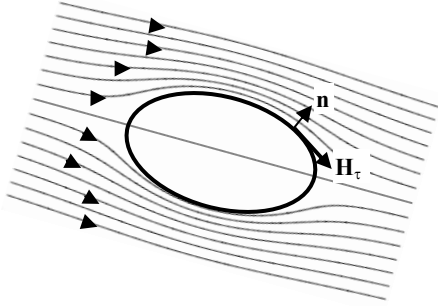


Fig. 1

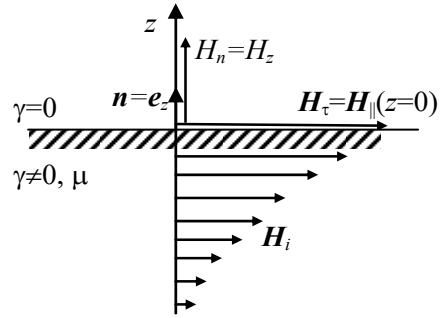


Fig. 2

The researches on the analytical solution of a three-dimensional problem for an electromagnetic field near conducting half-space, which does not contain restrictions on the configuration of the external field, electrophysical properties of media and field frequency are systematized in [8]. The results made it possible to generalize the concept of a strong skin effect to the case of diffusion of non-uniform electromagnetic field into conducting body. The skin effect can be considered as strong, when the penetration depth of the field  $\delta$  is small compared to the characteristic dimensions not only of the conducting body but also of the entire electromagnetic system, including distances  $r$  from external field sources to the boundary surface of the body. Introduction the appropriate quantitative parameter  $\varepsilon_1 = \mu\delta/(\sqrt{2}r_1)$  makes it possible to find an approximate solution of the problem and analyze the resulting errors. Here  $r_1$  is the distance between the observation point in the dielectric region and the point of the external field source mirror reflected from the interface of the media.

The aim of the work is to generalize the concept of impedance boundary condition for strong skin effect in the case of diffusion of non-uniform electromagnetic field into conducting half-space and study the resulting error of the approximate asymptotic calculation method for a particular model of electromagnetic system.

#### Asymptotic solution of the problem for non-uniform electromagnetic field and generalized impedance boundary condition.

When the parameter  $\varepsilon_1$  is small  $\varepsilon_1 < 1$ , the exact expressions for the three-dimensional electromagnetic field can be simplified and the solution can be represented in the form of asymptotic series expansion of potentials and field intensities [8]. At the interface of the media in the dielectric region  $z=0$ , where the parameter  $\varepsilon_1 = \varepsilon$  takes the largest value, the complex-value amplitudes of electric  $\dot{\mathbf{E}} = \dot{\mathbf{E}}_\parallel + \dot{\mathbf{E}}_\perp$  and magnetic  $\dot{\mathbf{H}} = \dot{\mathbf{H}}_\parallel + \dot{\mathbf{H}}_\perp$  field intensities are determined by the magnitude of the external magnetic field  $\dot{\mathbf{H}}_0 = \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel} + \dot{\mathbf{H}}_{0\perp}$  and its derivatives with respect to the coordinate  $z$ :

$$\dot{\mathbf{E}}_\parallel(z=0) = \sum_{n=0}^N \dot{\mathbf{E}}_{\parallel n} = \zeta \sum_{n=0}^N 2a_n(\mu) \left( \frac{\varepsilon}{\sqrt{i}} \right)^n \left\{ r_0^n \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \mathbf{e}_z \times \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel} \right\} \Big|_{z=0}, \quad (2)$$

$$\dot{\mathbf{H}}_\parallel(z=0) = \sum_{n=0}^{N+1} \dot{\mathbf{H}}_{\parallel n} = - \sum_{n=0}^{N+1} 2a_{n-1}(\mu) \left( \frac{\varepsilon}{\sqrt{i}} \right)^n \left\{ r_0^n \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel} \right\} \Big|_{z=0}, \quad (3)$$

$$\dot{\mathbf{H}}_{\perp}(z=0) = \sum_{n=0}^N \dot{\mathbf{H}}_{\perp n} = -\sum_{n=0}^N 2a_n(\mu) \left( \frac{\varepsilon}{\sqrt{i}} \right)^{n+1} \left\{ r_0^{n+1} \frac{\partial^{(n+1)} \dot{\mathbf{H}}_{0\perp}}{\partial z^{n+1}} \right\} \Big|_{z=0}. \quad (4)$$

Here  $a_n(\mu)$  are the Taylor series coefficients of the function  $\left[ \chi/\sqrt{i} + \sqrt{1 + (\chi/(\mu\sqrt{i}))^2} \right]^{-1} = \sum_{n=0}^{\infty} a_n(\mu) (\chi/\sqrt{i})^n$ ,  $i$  is imaginary unit. The first several expansion coefficients in the power series of the function have the values  $a_0 = 1, a_1 = -1, a_2 = 1 - 1/(2\mu^2), \dots$ , it is accepted  $a_{-1} = -1$ ;  $r_0$  is distance  $r_1$  for points on the surface.

From the series (2) and (3) it is seen that the approximate Leontovich's impedance boundary condition (1) is valid only for the first two terms. The deviation takes place starting with  $n = 2$  i.e. with term of the series proportional  $\varepsilon^2$  to which  $\dot{\mathbf{E}}_{\parallel 2} = \left[ 1 - 1/(2\mu^2) \right] \zeta \mathbf{e}_z \times \dot{\mathbf{H}}_{\parallel 2}$ . Hence, the generalized impedance boundary condition, which connects the field intensities on the interface  $z = 0$  and is not limited to the first two terms of the series, can be represented as follows:

$$\dot{\mathbf{T}} = \dot{\mathbf{E}}_{\parallel} - \zeta \dot{\mathbf{H}}_{\parallel} = \zeta \sum_{n=2}^N 2(a_n + a_{n-1}) \left( \frac{\varepsilon}{\sqrt{i}} \right)^n \left\{ r_0^n \frac{\partial^{(n)}}{\partial z^n} \mathbf{e}_z \times \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel} \right\} \Big|_{z=0}, \quad (5)$$

where the summation begins from  $n = 2$ . As follows from (5), the first nonzero term of the series of functions  $\dot{\mathbf{T}}$  is proportional to  $\varepsilon^2$ , and the argument of complex-value amplitude  $\dot{\mathbf{T}}$  is equal to  $-\pi/4$ :

$$\dot{\mathbf{T}} \approx 2|\zeta| \left( 1 - \frac{1}{2\mu^2} \right) \frac{\varepsilon^2}{\sqrt{i}} \left\{ r_0^2 \frac{\partial^{(2)}}{\partial z^2} \mathbf{e}_z \times \dot{\mathbf{H}}_{0\parallel} \right\} \Big|_{z=0}. \quad (6)$$

From series (4) it is seen that the fulfillment of another condition in the model of the ideal skin effect about the equality of zero normal to the surface component of the magnetic field strength is more rigid. It is performed only for the zero term of the asymptotic series and is violated, starting with the term proportional to the small parameter in the first degree  $\varepsilon^1$ .

#### Generalized impedance boundary condition for a specific model of the electromagnetic system.

Earlier in [10] calculations of three-dimensional electromagnetic field in the dielectric region were performed in the case when the external electromagnetic field is created by a circular contour with current  $\dot{I}_0$  whose plane is perpendicular to the boundary surface of the conducting body. In this case, the components of

the external magnetic field are  $\dot{\mathbf{H}}_0 = \frac{\dot{I}_0}{4\pi} \oint \frac{\mathbf{t} \times \mathbf{r}}{r^3} dl$ , where  $\mathbf{r}$  is the vector going from the contour point to the

observation point,  $\mathbf{t}$  is the vector tangent to the contour. The orientation of the Cartesian coordinate system is shown in Fig. 2 works [10] - the center of the coordinate system is on the interface, the vertical axis  $Oz$ , directed normally to the surface, passes through the center of the circle, the axis  $Ox$  coincides with the line of intersection of the plane of the circle with the interface. 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  $\gamma = 3,7 \cdot 10^7$  1/(\Omega · m),  $\mu = 1$ . Frequency is variable. Despite the fact that the calculations were performed for specific geometric dimensions and properties of the material, the results due to the linearity of the problem in relative terms are valid for other parameters of the electromagnetic system.

The presence of exact and approximate solutions of the problem allows not only to determine the field intensities, and also to investigate the features of the generalized impedance boundary condition: calculate the function  $\dot{\mathbf{T}}$ , compare the results of exact and approximate approaches and analyze the influence of the parameter  $\varepsilon$  to the value of the function  $\dot{\mathbf{T}}$  for different components of the electromagnetic field.

When integrating along circular contour, the distance  $r$  for different contour points is changed and the value of the parameter  $\varepsilon$  is changed accordingly for these points. Therefore, the results of calculations for the function  $\dot{\mathbf{T}}$  and field intensities are presented depending on the maximum value of the parameter  $\varepsilon = \delta / (\sqrt{2}r_{\min})$ , which corresponds to the minimum distance  $r_{\min}$  between the contour and the observation

point on the surface of the conductive body. Components of complex-value amplitudes of a function  $\dot{T}_k^* = |\dot{T}_k| \exp(i\varphi_k)$ , where  $k = x, y$ , were investigated for modules and arguments of the function. The results for the modules of complex-value amplitudes are presented in the form of relative values  $T_{kE}^* = |\dot{T}_k| / |\dot{E}_k|$ . This normalization allows, depending on the parameter  $\varepsilon$  to determine the relative effect of the non-uniformity of the electromagnetic field on the value of the function  $\dot{T}$ , which for the model of penetration of the uniform field is equal to zero.

Fig. 3 – 5 show the values of different components of the function  $\dot{T}$  and the intensities of the electromagnetic field at different points on the surface, depending on parameter  $\varepsilon$ . In all figures, the solid curves correspond to the calculation by exact analytical expressions, the dotted curves correspond to the calculation by the approximate asymptotic method.

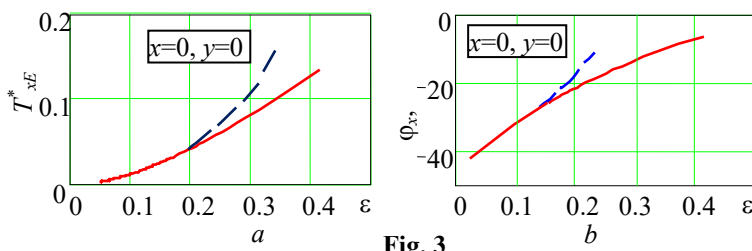


Fig. 3

At the point  $x = 0, y = 0$  where the distance  $r_{1\min} = h_0$  from the contour to the surface is the smallest, the electric field intensity  $\dot{E} = \dot{E}_x e_x$  and, accordingly, the function  $\dot{T} = \dot{T}_x e_x$  are directed along the axis  $x$ . At this point, the intensities of electric  $\dot{E}_x$  and magnetic fields  $\dot{H}_y$  on the surface are

largest. The values of  $T_{xE}^*$  in dependence of the small parameter  $\varepsilon$  at this point is shown in Fig. 3 a. A characteristic feature is the approximately quadratic dependence on  $\varepsilon$ , which confirms the conclusion for the generalized impedance boundary condition with strong skin effect. The influence of the older terms of the series to the value of the argument of the function  $\dot{T}_x$  is more significant. This can be seen from Fig. 3 b for the same point on the surface.

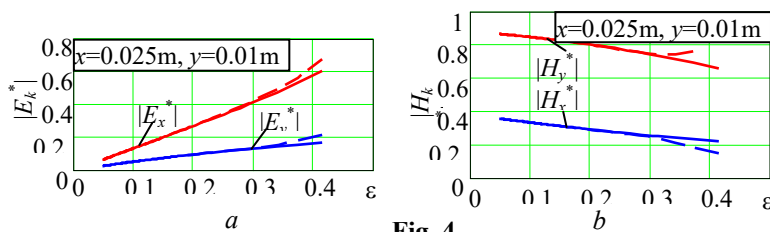


Fig. 4

If the observation points move away from the point closest to the contour on the surface, the electromagnetic field intensity decreases. In addition, at points on the surface that do not coincide with the axis  $x$ , all components of the electromagnetic field intensity are nonzero. The values of the field components can differ significantly from

each other. This is illustrated in Fig. 4, which shows the values of the tangent components of the electric and magnetic field intensities at the point. In the figure, the magnitude of the intensities are normalized as

$$\dot{E} = \frac{\mu_0 |\dot{I}_0| \omega}{4\pi} \dot{E}^*, \quad \dot{H} = \frac{|\dot{I}_0|}{4\pi h_0} \dot{H}^*.$$

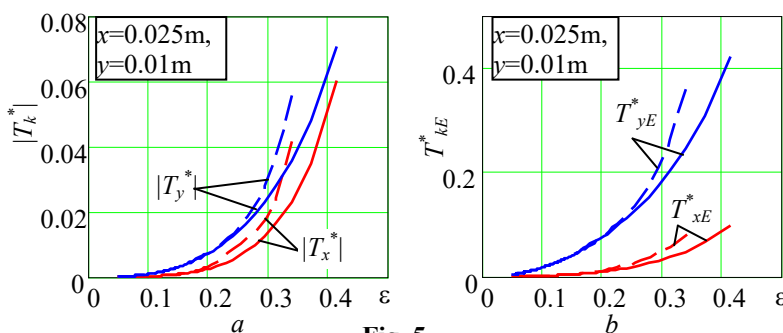


Fig. 5

Despite the significant difference in the values of the components of the field, the components of the function  $\dot{T}$  that characterizes the generalized impedance condition for non-uniform field differ much less. As can be seen from Fig. 5 a, the absolute values of the various tangent components of the function  $\dot{T}$  are values of the same order. The figure shows the normalized values, which are



determined similarly to the electric field intensity  $\dot{T} = \frac{\mu_0 |\dot{I}_0| \omega}{4\pi} \dot{T}^*$ .

In this case of the specific model of the electromagnetic system, at the point of the surface we have relations  $|\dot{E}_x| > |\dot{E}_y|, |\dot{H}_y| > |\dot{H}_x|$  for the components of the field intensities. However, for the components of the function  $\dot{T}$  we have the opposite inequality  $|\dot{T}_x| < |\dot{T}_y|$ . This feature is appropriately reflected in the relative value of the components of the function  $\dot{T}$  (Fig. 5 b) – larger values of the components  $T_{kE}^*$  occur for smaller value components of the electric field intensity  $|\dot{E}_k^*|$ . In all cases, the possibility of applying for non-uniform electromagnetic field the simplified model of penetration into conducting half-space of uniform electromagnetic field is performed only for fields that are characterized by very small value parameter  $\varepsilon$ . This implies the need to take into account the non-uniformity of the field in the development of methods for calculating electromagnetic fields using the impedance boundary condition.

Comparison of the results obtained by analytical exact and approximate methods allows us to make conclusion about the allowable values of the parameters at which the use of simpler asymptotic approximation is acceptable. The error of the results of the electromagnetic field calculation by the approximate method depends on the complex parameter  $\varepsilon = \mu\delta / (\sqrt{2}r_{\min}) = \sqrt{\mu/\omega\mu_0\gamma r_{\min}^2}$  that combines the electrophysical properties of the medium, field frequency and the minimum distance from field sources to the surface of the conductive body. As can be seen from Fig. 4, calculations of field intensities can be performed when the small parameter does not exceed the value  $\varepsilon = 0.3$ . In Fig. 3 and 5 the results of calculations of the function  $\dot{T}$  of the generalized impedance condition are also presented depending on the same complex parameter  $\varepsilon$ . It can be seen that sufficient accuracy is provided here for a slightly smaller range of values of the small parameter  $\varepsilon \leq 0.2$ . This is due to the fact that the approximate expressions of the function do not take into account the first two terms of the asymptotic series, whose contribution to the value of field intensities is the largest.

### Conclusion.

1. In the case of a strong skin effect the expansion of exact analytical expressions for a three-dimensional electromagnetic field into asymptotic series on the introduced small parameter allows to express the electromagnetic field intensities on the surface of the conductive half-space through the value of external magnetic field and its derivatives. This makes it possible to analyze the effect of external field non-uniformity at the surface of the conducting half-space and determine the effect of the introduced small parameter on the field value, as well as determine the validity of the approximate Leontovich's impedance boundary condition depending on the small parameter. The established deviation is the basis for the generalization of the impedance boundary condition and its presentation in the form that allows to obtain a quantitative estimate of this deviation.

2. The analysis of the function introduced as a generalization of the impedance boundary condition to the case of non-uniform electromagnetic fields confirmed the conclusion that the approximate Leontovich's impedance condition is valid only for the first two terms of the asymptotic series expansion. Comparison of the results obtained by exact and approximate methods allowed us to find the value of small parameter in which the use of simpler asymptotic approximation is acceptable and to conclude that its allowable limit value for generalizing the impedance boundary condition is smaller than the same value for fields on the surface of the conducting half-space.

3. Introduction of the generalized impedance boundary condition in the form of the function which, unlike the simplified approach, is not equal to zero, allows to formulate boundary value problems of finding the electromagnetic field using the impedance boundary condition in the case of diffusion of non-uniform field. The analysis of the emerging errors shows the permissible limits of the use of simplified and generalized approaches.

4. Since the conclusions regarding the quantitative indicators in this paper are based on the calculations of specific model of the electromagnetic system, it is advisable in the future to conduct research for standard sources of external fields, which may be elements of more complex systems.

Роботу виконано за бюджетною темою «Розробити нові математичні моделі та методи дослідження електрофізичних процесів і полів в електротехнічному обладнанні для вирішення задач його надійної експлуатації та діагностування» (шифр «КОМПЛЕКС-5»), КПКВК 6541030.

1. Simonyi K. Foundation of electrical engineering. Elsevier Ltd, 1963. 865 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/C2013-0-02694-1>.
2. Polivanov K.M. Theoretical bases of electrical engineers. Vol. 3. Theory of Electromagnetic Field. Moskva-Leningrad: Energiia, 1965. 352 p. (Rus)
3. Yuferev S., Ida N. Surface Impedance Boundary Conditions: A Comprehensive Approach. CRC Press, 2018. 412 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/9781315219929>.
4. Kravchenko A.N. Boundary Characteristics in Electrodynamics Problems. Kyiv: Naukova Dumka, 1989. 218 p. (Rus).
5. 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>. (Rus).
6. Leontovich M.A. On the Approximate Boundary Conditions for Electromagnetic Field on the Surface of Highly Conducting Bodies. *Issledovaniia po rasprostraneniui radiovoln*. Moskva: Izdanie AN SSSR, 1948. Pp. 5-20. (Rus).
7. Rytov S.M., Calculation of skin effect by perturbation method. *Zhurnal eksperimentalnoi i teoreticheskoi fiziki*. 1940. Vol. 10. Issue 2. Pp. 180-190. (Rus).
8. Vasetsky Yu.M. Three-dimensional quasi-stationary electromagnetic field of the current near conducting body. Kyiv: Pro Format, 2019. 212 p. (Rus).
9. 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). *Radiofizika i radioastronomiia*. 2014. Vol. 19. No 1. Pp. 57-80. DOI: <https://doi.org/10.15407/rpra19.01.057>.
10. Vasetsky Yu.M. Exact analytical and approximate asymptotic calculation methods to determine three-dimensional electromagnetic field near conducting body with flat surface. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 4. Pp. 3-13. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.003>.

## ІМПЕДАНСНА ГРАНИЧНА УМОВА ПРОНИКНЕННЯ НЕОДНОРІДНОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ В ЕЛЕКТРОПРОВІДНИЙ ПІВПРОСТІР

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

На основі точного аналітичного і наближеного асимптотичного методів розрахунку довільного тривимірного електромагнітного поля досліджено вплив неоднорідності зовнішнього поля на його розподіл на поверхні електропровідного півпростору. Запропоновано використання функції, яка узагальнює імпедансну граничну умову на випадок дифузії неоднорідного поля в електропровідне тіло. На основі порівняння результатів розрахунків за точним і наближеним методами для конкретної моделі електромагнітної системи встановлено припустиме значення верхньої межі введеного малого параметру, за яким здійснюється розкладання в асимптотичний ряд. Бібл. 10, рис. 5.

**Ключові слова:** тривимірне електромагнітне поле, сильний скін-ефект, імпедансна гранична умова.

Надійшла 15.05.2022  
Остаточний варіант 30.05.2022

**THE EFFICIENCY IMPROVEMENT OF A MULTIPHASE POWER SUPPLY SYSTEM  
BY USING ENERGY-SAVING SHUNT ACTIVE FILTRATION STRATEGIES**

M.Yu. Artemenko<sup>1\*</sup>, V.V. Chopyk<sup>2\*\*</sup>, V.M. Mykhalskyi<sup>2\*\*\*</sup>, I.A. Shapoval<sup>2\*\*\*\*</sup>, S.Y. Polishchuk<sup>2\*\*\*\*\*</sup>

<sup>1</sup> National Technical University of Ukraine "I. Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",

Peremohy ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

<sup>2</sup> Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: [mikhalsky@ied.org.ua](mailto:mikhalsky@ied.org.ua).

*Minimizing energy losses and increasing the efficiency of a multiphase power supply system by increasing the load power factor using an active shunt filter (SAF) is analyzed. Two SAF control strategies are presented, which provide the maximum efficiency at close to the unit value of power factor or at sinusoidal symmetric currents of the power supply system with any number of phases for non-sinusoidal and asymmetric sources, nonlinear and asymmetric load, and the arbitrary ratio of the resistance of linear and neutral wires. It is shown that the use of direct information about the EMF of a multiphase source as a reference vector of the desired transmission line current does not improve the achieved result of efficiency maximization. A virtual experiment obtained and verified the formula for calculating the efficiency of a multiphase power supply system with an arbitrary load in the form of dependence on load factor and power factor. The power supply system's power factor was determined and experimentally confirmed when applying the SAF strategy to form sinusoidal symmetric currents of a multiphase source. References 10, figures 5.*

**Keywords:** power loss, control strategy of parallel active filter, increase of power supply system efficiency.

**Introduction.** The increase in the number and increase in the power of nonlinear consumers leads to a deterioration in the quality and increase in energy losses of power supply systems and a corresponding decrease in their efficiency. The problem of accounting and compensating for electric energy losses is reflected in power theories, the latest achievements of which are systematized in [1]. More and more such theories, including standardized ones [2-5], determine the square of apparent power proportional to the power losses; in this case, the power factor is equal to the unit if energy losses are minimized in the transmission line [5]. The papers [6, 7] consider methods for determining the minimum possible losses and the maximum achievable efficiency of a single-phase DC power supply system and a three-phase AC system under sufficiently strict conditions of voltage symmetry of a three-phase source and load and zero current in a neutral wire.

**The goal** of the work is the creation and analysis of strategies to minimize energy losses and increase the efficiency of a multiphase power system by increasing the load power factor using a shunt active filter (SAF).

**Energy-saving capabilities of the active filtration strategy with unity power factor.** Electromagnetic processes of the  $n$ -phase power supply system with neutral wire (Fig. 1) and shunt active filter are entirely determined by  $n$ -coordinate vectors of phase EMF  $\mathbf{e}(t) = \|\mathbf{e}_1 \ e_2 \ \dots \ e_n\|^\wedge$ , phase voltages  $\mathbf{u}(t) = \|\mathbf{u}_1 \ u_2 \ \dots \ u_n\|^\wedge$ , deducted relative to the zero wire, and current vectors of the source  $\mathbf{i}_s(t)$ , load  $\mathbf{i}_l(t)$ , and active filter  $\mathbf{i}_f(t)$  of similar dimensions that form a matrix-vector system of equations:

© Artemenko M.Yu., Chopyk V.V., Mykhalskyi V.M., Shapoval I.A., Polishchuk S.Y., 2022  
ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0001-9341-9238>; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-5046-5223>;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-8251-3111>; \*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-9107-5061>;  
\*\*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-6978-2747>.

$$\begin{aligned}
\mathbf{u}(t) &= \mathbf{e}(t) - \mathbf{R}\mathbf{i}_S(t); \\
\mathbf{i}_S(t) + \mathbf{i}_F(t) &= \mathbf{i}_L(t); \\
T^{-1} \int_T \mathbf{u}^\wedge(t) \mathbf{i}_S(t) dt &= T^{-1} \int_T \mathbf{u}^\wedge(t) \mathbf{i}_L(t) dt = P,
\end{aligned} \tag{1}$$

where  $\wedge$  is the transpose sign;  $T$  is the period of phase voltages;  $P$  is the load power. The last equation (1) ensures the equality of load power and power of multiphase source currents, which eliminates the energy consumption of the SAF. Subject to the same resistances of line wires  $r$  and a different value of neutral resistance  $r_N$ , the matrix of transmission line resistances  $\mathbf{R} = (r\mathbf{I} + r_N\mathbf{jj}^\wedge) = \mathbf{R}^\wedge$  contains the unit matrix  $\mathbf{I}$  with dimension  $n \times n$  and a vector  $\mathbf{j} = \|1 \ 1 \ \dots \ 1\|^\wedge$  of dimension  $n$ , consisting of units.

The task of active filtration in this SAF application is to minimize the power losses in the transmission line:

$$\Delta P = T^{-1} \int_T \mathbf{i}_S^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_S(t) dt \rightarrow \min$$

provided zero SAF active power.

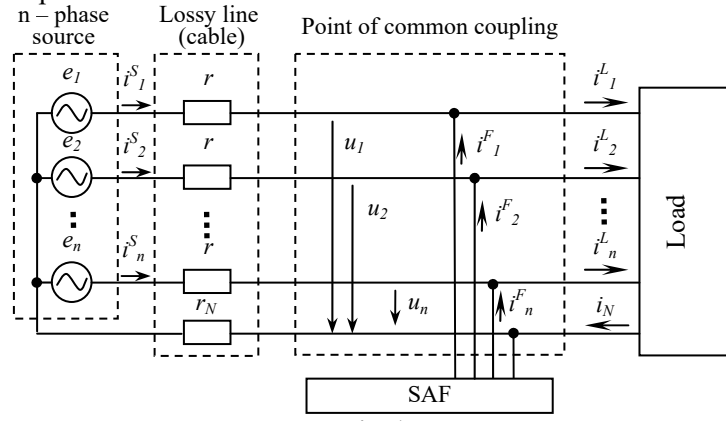


Fig. 1

The paper [8] shows that a unit value of the power factor in a three-phase four-wire power system provides an active current:

$$\mathbf{i}_A(t) = \frac{T^{-1} \int_T \mathbf{u}^\wedge(t) \mathbf{i}_L(t) dt}{T^{-1} \int_T \mathbf{u}^\wedge(t) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t) dt} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t) = \frac{P}{P_U} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t), \tag{2}$$

formed in the transmission line using the SAF. Due to the matrix-vector form, this expression is valid for a multiphase power system, while the active current reference vector takes the form:

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t) &= r^{-1} (\mathbf{I} + \frac{r_N}{r} \mathbf{jj}^\wedge)^{-1} \mathbf{u}(t) = r^{-1} [\mathbf{I} - \frac{r_N}{r(1+r_N\mathbf{j}^\wedge\mathbf{j}/r)} \mathbf{jj}^\wedge] \mathbf{u}(t) = \\
&= r^{-1} \left[ \mathbf{u}(t) - \frac{nr_N}{r+nr_N} \times \frac{\mathbf{j}^\wedge \mathbf{u}(t)}{n} \mathbf{j} \right] = r^{-1} [\mathbf{u}(t) - \sigma_n \mathbf{u}_0(t)] = r^{-1} \mathbf{u}_\sigma(t),
\end{aligned} \tag{3}$$

where  $\mathbf{u}_0(t) = [\mathbf{j}^\wedge \mathbf{u}(t)] \mathbf{j} / n$  is the zero-sequence component of the phase voltage vector;  $\sigma_n = nr_N / (r + nr_N)$  is the coefficient of its optimal weakening.

When forming an active current in the transmission line, the power loss reaches a minimum value [8]:

$$\Delta P_{MIN} = \Delta P_A = \frac{1}{T} \int_T \mathbf{i}_A^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_A(t) dt = \frac{1}{T} \times \frac{P^2}{P_U^2} \int_T [\mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t)]^\wedge \mathbf{R} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t) dt = \frac{P^2}{P_U}. \tag{4}$$

Using the first equation in (1) for  $\mathbf{i}_S(t) = \mathbf{i}_A(t)$ , we convert the expression for  $P_U$  to similar to that done in [9] for a three-phase four-wire power supply system:

$$P_U = T^{-1} \int_T \mathbf{u}^\wedge(t) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t) dt = P_0 - 2P - \Delta P_A, \tag{5}$$

where  $P_0 = T^{-1} \int_T \mathbf{e}^\wedge(t) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(t) dt = T^{-1} \int_T \mathbf{e}^\wedge(t) \mathbf{i}_0(t) dt = \mathbf{e} \circ \mathbf{i}_0$  is the short circuit power of the multiphase source on the transmission line resistances;  $\mathbf{i}_0(t) = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(t)$  is short-circuit current vector derived from the first equation



in (1) when  $\mathbf{u}(t) = 0$ ;  $\mathbf{x} \circ \mathbf{y} = T^{-1} \int_T \mathbf{x}^\wedge(t) \mathbf{y}(t) dt$  is the denotation of the integral scalar product of two same arbitrary dimension periodic vectors.

Substituting (5) in (4), we obtain an equation with minimum power losses normalized relative to the load power:

$$\alpha = \frac{\Delta P_A}{P} = \frac{1}{k_L - 2 - \alpha}, \quad (6)$$

where  $k_L = P_0 / P$  is the load factor. The last equation is reduced to the square equation  $\alpha^2 - (k_L - 2)\alpha + 1 = 0$  with a solution in the form of a smaller root:

$$\alpha = \Delta P_A / P = 0.5k_L - 1 - \sqrt{0.25k_L^2 - k_L}. \quad (7)$$

With these minimum relative losses, we have the maximum value of the multiphase power supply system efficiency:

$$\begin{aligned} \eta_{MAX} &= \frac{P}{P + \Delta P_A} = \frac{1}{\alpha + 1} = \frac{1}{0.5k_L - \sqrt{0.25k_L^2 - k_L}} = \\ &= \frac{0.5k_L + \sqrt{0.25k_L^2 - k_L}}{k_L} = 0.5 + \sqrt{0.25 - k_L^{-1}}. \end{aligned} \quad (8)$$

The latter expression entirely coincides with the value obtained in [6] for the efficiency of the DC power supply system in the absence of current pulsations in the load.

We will show that even the use for active filtration purposes of direct information about the multiphase source EMF as a transmission line current reference vector does not improve the achieved result to maximize efficiency. In this case, the source current is formed as part of the short-circuit current:

$$\mathbf{i}_{SE}(t) = \beta \mathbf{i}_0(t) = \beta \mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(t),$$

where  $\beta$  is the sustainable coefficient, the value of which is determined from the condition of ensuring zero active power of the SAF. The voltage on the point of common coupling (PCC) with such source currents is determined by the expression:

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{e}(t) - \mathbf{R} \mathbf{i}_{SE}(t) = \mathbf{e}(t) - \beta \mathbf{R} \mathbf{i}_0(t) = (1 - \beta) \mathbf{e}(t).$$

The SAF active power takes on a value:

$$P_F = \mathbf{u} \circ \mathbf{i}_F = \mathbf{u} \circ \mathbf{i}_L - \mathbf{u} \circ \mathbf{i}_{SE} = P - (1 - \beta) \beta (\mathbf{e} \circ \mathbf{i}_0) = P - (1 - \beta) \beta P_0.$$

As a result of equating this value to zero, we obtain a quadratic equation to determine the coefficient  $\beta$ :

$$\beta^2 - \beta + k_L^{-1} = 0,$$

the smaller root of which is  $\beta = 0.5 - \sqrt{0.25 - k_L^{-1}}$ .

Power loss in the transmission line with the specified SAF control strategy:

$$\begin{aligned} \Delta P_E &= \frac{1}{T} \int_T \mathbf{i}_{SE}^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_{SE}(t) dt = \frac{\beta^2}{T} \int_T \mathbf{e}^\wedge(t) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{e}(t) dt = \beta^2 P_0 = \\ &= (0.5 - k_L^{-1} - \sqrt{0.25 - k_L^{-1}}) k_L P = (0.5k_L - 1 - \sqrt{0.25k_L^2 - k_L}) P = \alpha P = \Delta P_A \end{aligned}$$

is exactly equal to the minimum power loss caused by the active current (2).

Thus, the statements suggest that (7) determines the minimum relative losses and (8) determines the maximum efficiency of an arbitrary power system, which can be achieved using active filtration. The behavior of the graph of maximum efficiency vs load factor (Fig. 2) at small values of the latter reflects the known fact from the electric circuit theory that the maximum power that can be transferred to the load in the power supply system with losses is equal to a quarter of the short circuit power at the efficiency of 50%.

**The efficiency of the power supply system with arbitrary load and active filtration with the strategy of providing symmetric sinusoidal source currents.** The arbitrary load can be characterized by a power factor  $A = P / S$ . Suppose the apparent power  $S$  satisfies the proportionality condition of its square of power loss in the transmission line. In that case, the square of the power factor represents the ratio between the minimum possible losses and the power losses of this load [4]:

$$A^2 = \Delta P_{MIN} / \Delta P. \quad (9)$$

In particular, this condition satisfies the determination of apparent power proposed in [8], which allows obtaining the active current (2). Then, considering (7) and (9), the efficiency of a multiphase power

system with an arbitrary load is determined by the expression:

$$\eta = \left(1 + \frac{\Delta P}{P}\right)^{-1} = \left(1 + \frac{\Delta P}{\Delta P_{MIN}} \times \frac{\Delta P_{MIN}}{P}\right)^{-1} = (1 + A^{-2} \alpha)^{-1} = [1 + A^{-2} (0.5k_L - 1 - \sqrt{0.25k_L^2 - k_L})]. \quad (10)$$

In Fig. 2 dotted line shows the level of reduction in the efficiency of the power supply system for the load with a power factor  $A = 0.5$  built according to (10).

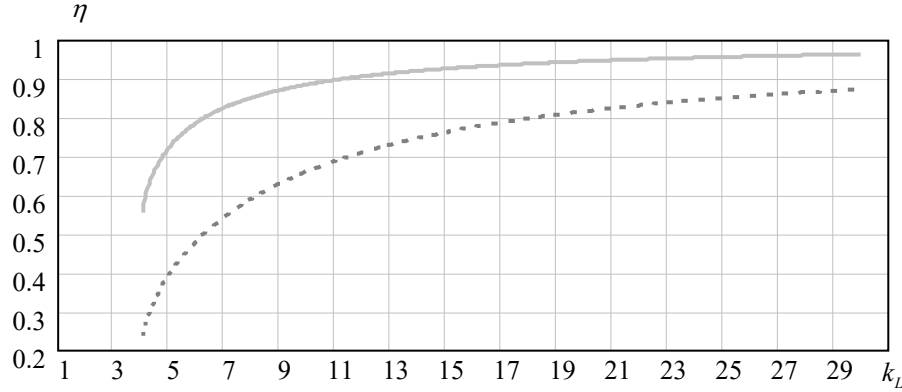


Fig. 2

From (2), it follows that in the case of asymmetric non-sinusoidal voltages at PCC, the formation of the power system active current is accompanied by the energy consumption of the multiphase source higher harmonics and negative and zero sequences symmetric components of the network frequency, which the standard IEEE Std 1459-2010 [2] recommends avoiding. The paper [10] presents algorithms of active filtration, forming the vectors of source currents following the recommended by this standard of apparent power decompositions for permissible quadratic components. In particular, the transfer of energy to the load at the frequency of the main harmonics by the positive sequence component of the phase voltage vector  $\mathbf{u}_+(t)$  provides symmetric sinusoidal currents of the source following the expression:

$$\mathbf{i}_+(t) = \frac{P}{\frac{1}{T} \int_0^T [\mathbf{u}_+(t)]^T \mathbf{u}_+(t) dt} \mathbf{u}_+(t) = \frac{P}{U_+^2} \mathbf{u}_+(t). \quad (11)$$

Such a current vector of a multiphase source causes the power loss:

$$\Delta P_+ = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{i}_+^T(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_+(t) dt = \frac{P^2}{U_+^4 T} \int_0^T \mathbf{u}_+^T(t) (r \mathbf{1} + r_N \mathbf{j} \mathbf{j}^T) \mathbf{u}_+(t) dt = \frac{P^2 r}{U_+^2} \quad (12)$$

and the square of the power factor according to (4), (9), (10):

$$A_+^2 = \Delta P_{MIN} / \Delta P_+ = \frac{P^2}{P_U} \div \frac{P^2 r}{U_+^2} = \frac{U_+^2}{r P_U}. \quad (13)$$

Substitution (13) in (10) gives the maximum efficiency of the multiphase power system, provided by symmetrical and sinusoidal source currents.

**Experimental verification of the results of the study.** Fig. 3 shows the scheme of the experiment for modeling the proposed methods of increasing efficiency for the most common three-phase power supply system with neutral wire. The circuit contains three-phase EMF sources (220V, 50Hz), a line with losses, and a load in the form of a rectifier with SAF in parallel at the PCC.

Fig. 4 shows the simulation results in two modes of the SAF operation, which through dependent sources, forms the transmission line currents according to (2) and (11). Analytical waveform "1", shown by dotted lines, is constructed by (8), reflecting the power supply system's theoretical maximum achievable efficiency. With the help of (10), a solid waveform is constructed "2", which corresponds to the SAF operation mode with the reference vector of the first harmonic positive sequence of symmetric phase voltages. The calculation of the parameter  $A_+^{-2}$  for this waveform is carried out by (13), which, under the conditions implemented in the experiment  $U_{-} / U_{1+} = U_0 / U_{1+} = U_H / U_{1+} = 0.3$ , acquires a value:

$$A_+^{-2} = 1 + \frac{U_{-}^2 + U_H^2 + U_0^2 / (1 + 3r_N / r)}{U_{1+}^2} = 1.2025.$$

During the simulation, the load resistance  $R$  (2, 3, 5, 8 Ohms) changed, and thus groups of points

with different power factor values  $k_L$  were obtained. When applying the SAF control strategy using the apparent voltage reference vector, a family of experimental points is obtained that coincide with waveform "1", i.e., the possibility of obtaining the maximum efficiency in forming active current (2) in the transmission line is confirmed. The experimental points obtained in the SAF mode with the reference vector of the first harmonic symmetrical voltages of the positive sequence also correspond well to the theoretical waveform "2" and illustrate the possibility of maximizing the efficiency of the power supply system while providing symmetric sinusoidal currents.

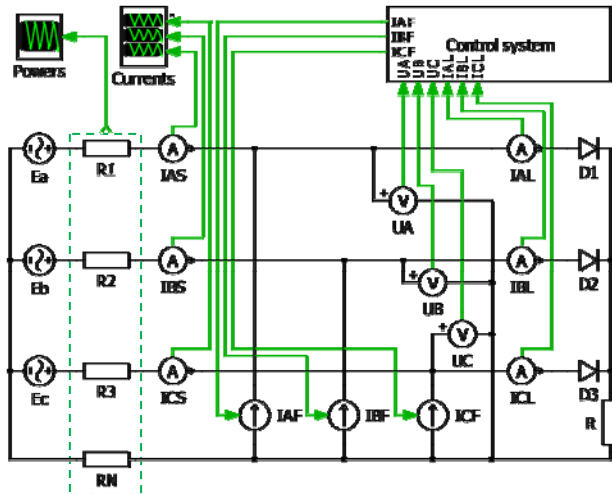


Fig. 3

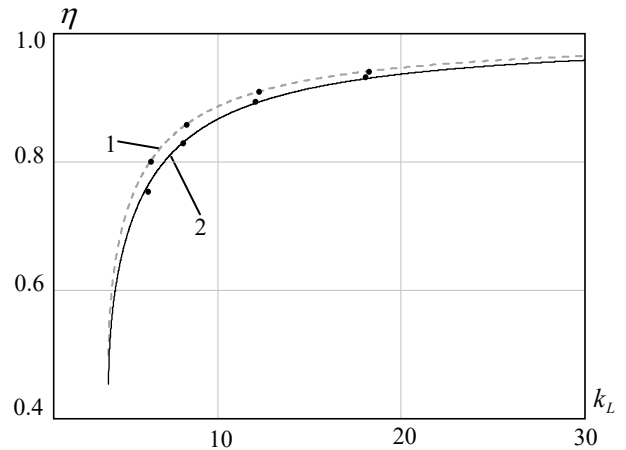


Fig. 4

Fig. 5 shows the simulation results in the time domain for load resistance of 8 Ohms. At the time of 0.1 s, the SAF is turned on using the support-vector apparent voltage, switching at a time of 0.2 s to the control strategy with the formation of symmetric sinusoidal currents of the source.

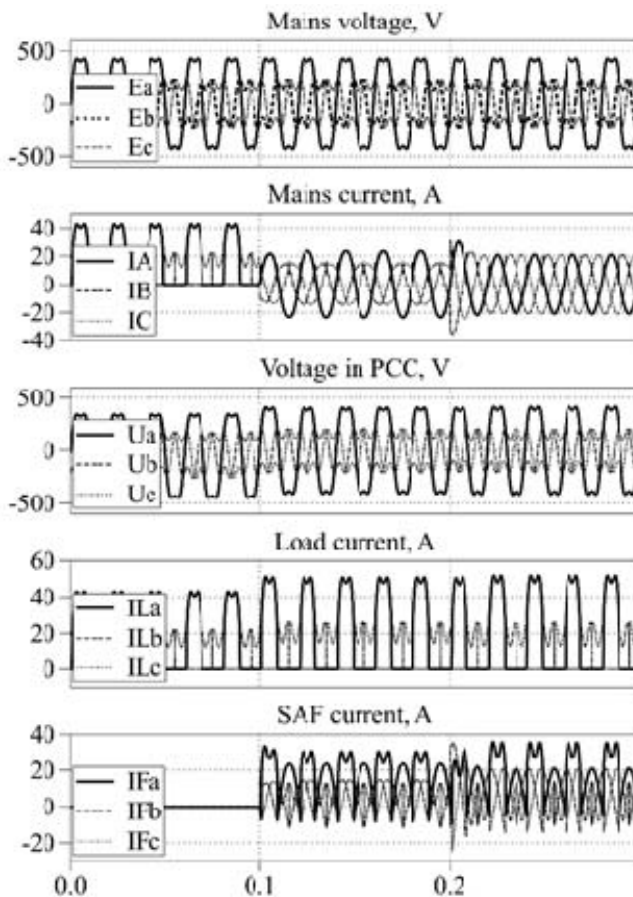


Fig. 5.

### Conclusions.

1. The analytical expressions, confirmed by a virtual experiment, for the minimum possible relative losses and the most achievable efficiency of an arbitrary power system were obtained, which can be achieved using shunt active filtration by forming an active current (2) in the transmission line.

2. A comparison of two active current generation strategies first using phase voltages at PCC and second using EMF of a multiphase source showed that the first is not inferior to the second in terms of energy saving effect in the transmission line, but significantly outperforming the second for ease of implementation in the SAF control system.

3. The application of the active filtration strategy with the first harmonic positive sequence phase voltage vector allows for obtaining sinusoidal and symmetric currents of the network at the maximum achievable efficiency for such conditions. The power factor is analytically determined and experimentally confirmed when applying the SAF strategy with the formation of symmetric sinusoidal currents of a multiphase source.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розробка наукових основ та принципів побудови напівпровідникових перетворювачів з розширеними функціональними можливостями і методів керування ними в системах з джерелами розосередженої генерації» (шифр «АДАПТЕР»), державний реєстраційний номер 0120U002005 (КПКВК 6541030).

1. Canturk S., Balci M.E., Hocaoglu M.H. On the Definition of Apparent Power. *Electrical Power Quality and Utilisation Journal*. 2015. Vol. XVIII. No 2. Pp. 1-9.
2. IEEE Std. 1459-2010 Definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal non-sinusoidal, balanced or unbalanced conditions. 2010. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2010.5439063>
3. Willems J.L., Ghijselen J.A., Emanuel A.E. The Apparent Power Concept and the IEEE Standard 1459-2000. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2005. Vol. 20. No 2. Pp. 876-884. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2005.844267>
4. Majordomo J.G., Usaola J. Apparent Power and Power Factor Definitions for Polyphase Non-Linear Loads when Supply Conductors Present Different Resistances. *European Trans. on Electrical Power*. 1993. Vol. 3. No 6. Pp. 415-420. DOI: <https://doi.org/10.1002/etep.4450030604>
5. Jeon S.J. Definitions of Apparent Power and Power Factor in a Power System Having Transmission Lines With Unequal Resistances. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2005. Vol. 20. No 3. Pp. 1806-1811. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2005.848658>
6. Zhemerov G.G., Ilyina N.A., Ilyina O.V., Kovalchuk O.I., Sokol E.I. Efficiency of power supply systems of DC voltage and three-phase symmetrical sinusoidal voltage system. *Tekhnichna Elektrodynamika. Tematychny vyпуск Problemy sychasnoi elektrotekhniki*. Part 2. 2010. Pp. 107-118. (Rus)
7. Zhemerov G., Ilyina N., Tugay D. The theorem of minimum energy losses in three-phase four-wire energy supply system. IEEE 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kyiv, Ukraine, June 7-11, 2016. Pp. 1-3. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521889>
8. Artemenko M., Batrak L., Polishchuk S. New definition formulas for apparent power and active current of three-phase power system | [Nowa definicja mocy pozornej i prądu czynnego w układzie trójfazowym]. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2019. No 95(8). Pp. 81-85. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2019.08.20>
9. Artemenko M.Yu., Batrak L.M., Mykhalskyi V.M., Polishchuk S.Y. Analysis of the possibility of increasing the efficiency of a three-phase four-wire power supply system by means of shunt active filtration. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2015. No 6. Pp. 12-18. (Ukr)
10. Artemenko M.Y., Polishchuk S.Y., Mykhalskyi V.M., Shapoval I.A. Apparent power decompositions of three-phase power supply system to develop control algorithms of shunt active filter. IEEE First Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Kyiv, Ukraine, May 29 - June 2, 2017. Pp. 495-499. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100537>

УДК 621.314

## ПІДВИЩЕННЯ ККД БАГАТОФАЗНОЇ СИСТЕМИ ЖИВЛЕННЯ ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНИХ СТРАТЕГІЙ ПАРАЛЕЛЬНОЇ АКТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ

М.Ю. Артеменко<sup>1</sup>, докт.техн.наук, В.В. Чопик<sup>2</sup>, канд.техн.наук, В.М. Михальський<sup>2</sup>, докт.техн.наук, І.А. Шаповал<sup>2</sup>, докт.техн.наук, С.Й. Поліщук<sup>2</sup>, канд.техн.наук

<sup>1</sup> Національний технічний університет України «КПІ ім. І. Сікорського»,

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

<sup>2</sup> Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: [mikhalsky@ied.org.ua](mailto:mikhalsky@ied.org.ua)

Проаналізовано мінімізацію втрат електроенергії та збільшення ККД багатофазної системи живлення шляхом підвищення коефіцієнта потужності навантаження за допомогою паралельного активного фільтра (ПАФ). Представлено дві стратегії керування ПАФ, які забезпечують максимальний ККД за близького до одиниці значення коефіцієнта потужності або синусоїдних симетричних струмах системи електроживлення з довільною кількістю фаз у разі несинусоїдних та несиметричних джерел, нелінійному та несиметричному навантаженні, довільному співвідношенні опорів лінійних та нейтрального проводів. Показано, що застосування для цілей активної фільтрації безпосередньої інформації про ЕРС багатофазного джерела як опорного вектора бажаного струму лінії передачі не покращує досягнутого результату максимізації ККД. Отримано та верифіковано віртуальним експериментом формулу для розрахунку ККД багатофазної системи живлення з довільним навантаженням у вигляді залежності від двох параметрів: коефіцієнта навантаження та коефіцієнта потужності. Визначений та експериментально підтверджений коефіцієнт потужності системи живлення у разі застосування стратегії ПАФ з формуванням синусоїдних симетричних струмів багатофазного джерела. Бібл. 10, рис. 5.

**Ключові слова:** потужність втрат, стратегія керування паралельним активним фільтром, підвищення ККД.

Надійшла 07.06.2022



## ПОСЛІДОВНІ РЕЗОНАНСНІ ІНВЕРТОРИ З МОДУЛЬНОЮ СТРУКТУРОЮ ДЛЯ ВИСОКОЧАСТОТНИХ УСТАНОВОК ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ

**В.Я. Гуцалюк\***, канд. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [alfa@ied.org.ua](mailto:alfa@ied.org.ua)

*Представлено результати досліджень високочастотних транзисторних послідовних резонансних інверторів установок індукційного нагрівання з модульною структурою побудови на основі паралельно – послідовного з'єднання. Для регулювання вихідного струму інвертору використовується модуляція щільності імпульсів. Показано, що використання несинфазного керування інверторними модулями дає змогу зменшити розмах пульсації амплітуди вихідного струму, що особливо важливо за низької добротності вихідного коливального контуру та широкому діапазоні зміни параметрів навантаження. Представлено математичну модель послідовного резонансного інвертора з модульною структурою побудови, яка дає змогу проводити розрахунки вихідного струму за різних параметрах модуляції. Бібл. 7, табл. 2, рис. 5.*

**Ключові слова:** індукційний нагрів, транзисторний послідовний резонансний інвертор, PDM.

Для установок високочастотного індукційного нагрівання широко застосовують схеми транзисторних перетворювачів, вихідні каскади яких побудовано на основі послідовного резонансного інвертора. Актуальною є розробка перетворювачів з модульною структурою побудови, що дає змогу: підвищити потужність; підвищити частоту вихідного струму; створити уніфікований ряд перетворювачів різної потужності на основі модулів та інше [1–4].

У роботі представлено результати дослідження резонансних інверторів напруги мостового типу з модульною структурою побудови та системою керування на основі модуляції щільності імпульсів (англійською pulse-density-modulation (PDM)). Використання PDM дає змогу знизити втрати потужності в транзисторах інвертора порівняно з іншими способами регулювання за рахунок перемикання транзисторів за струму близькому до нуля, тому цей спосіб доцільно використовувати в перетворювачах для установок високочастотного індукційного нагрівання. Розглянуто структуру побудови інверторів на основі модулів, з'єднаних по входу паралельно, а по виходу – послідовно. Така структура забезпечує однаковий струм у вихідних ланцюгах модулів.

Наявність пульсації вихідного струму є недоліком системи керування з PDM. Зменшення амплітуди низькочастотної пульсації вихідного струму, відповідно зменшення максимальної та збільшення мінімальної амплітуди струму дають змогу: зменшити амплітуду напруги на конденсаторі коливального контуру; розширити діапазон регулювання (оскільки система ФАПЧ не може коректно працювати, коли вихідний струм близький чи дорівнює нулю); зменшити втрати потужності (оскільки фазовий зсув між током та напругою на виході інвертора, який забезпечується системою ФАПЧ, визначається за мінімальної амплітуди вихідного струму, коли спостерігається максимальний фронт вимикання транзисторів), зменшити пульсації струму на вході інвертору.

В публікаціях недостатньо представлено дослідження інверторів з модульною структурою побудови та систем керування з PDM. В [5] запропоновано керування модулями з різними ваговими коефіцієнтами та відповідно різної потужності. Також пропонується керування модулями однакової потужності, коли модуляція здійснюється в одній з інверторних чарунок, однак в цьому випадку спостерігається нерівномірне завантаження модулів в процесі роботи.

В [6] було представлено результати досліджень модульних структур з синфазним та несинфазним керуванням модулями, коли крок модуляції дорівнює періоду вихідного струму. Необхідно провести дослідження модульних структур побудови, коли крок модуляції дорівнює півперіоду вихідного струму.

**Мета роботи:** підвищення ефективності високочастотних транзисторних перетворювачів установок індукційного нагрівання, побудованих на основі резонансних інверторів напруги з модульною структурою, які керуються за допомогою модуляції щільності імпульсів.

---

© Гуцалюк В.Я., 2022

\* ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-2496-1338>

На рис. 1 наведено структурну схему перетворювача, яка складається з  $N$  однакових інверторних модулів мостового типу та системи керування модулями, що формує напругу керування транзисторами та забезпечує автоматичне підстроювання частоти згідно з сигналом давача струму на близьку до резонансної частоти з періодом  $T_0$ . Кожен модуль складається з випрямляча В, фільтра Ф, мостового транзисторного інвертора напруги зі зворотніми діодами Інв та вихідного трансформатора Т. Послідовно з'єднані вторинні обмотки трансформаторів навантажено на конденсатор коливального контуру С та індуктор. Еквівалентну схему індуктора представлено у вигляді послідовно з'єднаних  $L$  і  $R$ . Перетворювач підключено до мережі живлення 3\*380В 50Гц.

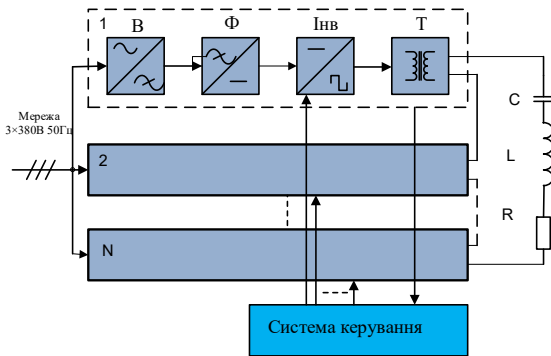


Рис. 1

Розглянуто варіанти з синфазним та несинфазним керуванням модулями. Якщо використовувати принцип керування з PDM та на кожний модуль подавати однакові послідовності імпульсів керування, які зсунуті по фазі, то сумарна напруга інверторів  $u_{\Sigma}(t)$  буде мати ступеневу форму. Максимальне значення  $u_{\Sigma}(t)$  визначатиметься як  $U_{\Sigma} = NU_{вих}$ , де  $U_{вих}$  – максимальне значення напруги форми меандр на виході кожного модуля. Послідовності повинні бути зсунуті між собою на час, кратний періоду  $T_0$ , при цьому перемикання транзисторів у модулях буде здійснюватися за мінімального струму та відповідно мінімальних втратах потужності, а модулі матимуть однакову завантаженість. Несинфазне керування більш складне та потребує розробки різних алгоритмів керування для різної кількості модулів.

У разі модульної структури побудови та синфазному керуванні модулями для аналізу електромагнітних процесів можна використовувати математичну модель, яку отримано в [7]. Для аналізу величина амплітуди першої гармоніки вихідної напруги визначається як  $U_{m\Sigma(1)} = NU_{m(1)}$ , де  $U_{m(1)}$  – амплітуда першої гармоніки напруги на виході кожного модуля.

Розглянемо PDM, за якої кількість імпульсів за час модуляції кратна півперіоду вихідної напруги інвертора, коли  $\{n\}=0$ ,  $\{m\}=0,5$ . Послідовності повинні бути зсунуті між собою по фазі на час  $T_{\varphi} = kT_0$ , де  $k$  – кількість періодів та півперіодів  $T_0$  за час фазового зсуву,  $\{k\}=0; 0,5$ .

На рис. 2 наведено приклади діаграм вихідних напруги  $u_{\Sigma}$  та струму  $i$  інвертора. Спостерігається один, два чи три періоди повторюваності. Варіант для двох періодів повторюваності наведено на рис. 2.

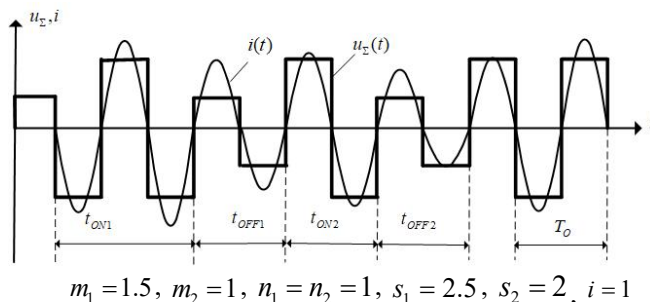


Рис. 2

Для аналізу приймемо наступні позначення:  $t_{ON1} = m_1T_0$ ,  $t_{OFF1} = n_1T_0$ ,  $T_{M1} = s_1T_0$ ,  $t_{ON2} = m_2T_0$ ,  $t_{OFF2} = n_2T_0$ ,  $T_{M2} = s_2T_0$ , де  $n_1$ ,  $n_2$  – кількість періодів за час вимкненого стану  $t_{OFF1}$ ,  $t_{OFF2}$ ;  $m_1$ ,  $m_2$  – кількість періодів за час ввімкненого стану  $t_{ON1}$ ,  $t_{ON2}$ ;  $s_1 = n_1 + m_1$ ,  $s_2 = n_2 + m_2$  – кількість періодів за період повторюваності  $T_{M1}$ ,  $T_{M2}$ .

У табл. 1 наведено діаграми роботи двох модулів для деяких комбінацій  $m$ ,  $n$ ,  $s$ ,  $k$  за синфазного та несинфазного керування модулями. Як видно з табл. 1, несинфазне керування модулями порівняно з синфазним дає змогу зменшити розмах пульсації амплітуди сумарної вихідної напруги модулів та відповідно амплітуди вихідного струму  $\Delta I_a$ . За  $m = n = k = 1$   $\Delta I_a = 0$ .  $\Delta I$  зменшується із збільшенням  $N$ . При цьому пульсації суттєво залежать від алгоритмів керування, розробка яких є актуальною задачею.

Для  $N$  модулів мінімальні пульсації вихідного струму спостерігаються за фазового зсуву між вихідними напругами модулів, якому відповідає число (округлене до найближчого числа, кратного 0.5):  $k = mround(s/N; 0.5)$ .

Таблиця 1

	Несинфазне керування	Синфазне керування
$m = 2,$ $n = 1,$ $k = 1,$ $\gamma = \frac{2}{3}$		
$m = 1,$ $n = 1,$ $k = 1,$ $\gamma = \frac{1}{2}$		
$m = 0,5$ $n = 1,$ $k = 0,5,$ $\gamma = \frac{1}{3}$		

Якщо проаналізувати різні комбінації параметрів модуляції та фазового зсуву, то можна зазначити, що напругу  $u_{\Sigma}(t)$  можна представити у вигляді

$$u_{\Sigma}(t) = u_{const}(t) + u_{mod}(t), \quad (1)$$

де  $u_{const}(t)$  – напруга форми меандр з постійною амплітудою, величина якої дорівнює  $iU_{вих}$ ,  $i \in [0, N-1]$ ;  $u_{mod}(t)$  – напруга форми меандр з модуляцією щільності імпульсів.

За високої добротності, характерної для установок індукційного нагрівання, можна знехтувати вищими гармоніками у вихідній напрузі інвертора та представити вихідну напругу кожного модуля у вигляді

$$u(t) = U_{m(1)} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right), \quad \text{де } U_{m(1)} = \frac{4U_{вих}}{\pi}$$

туда першої гармоніки напруги інвертора на вторинній обмотці трансформатора кожного модуля. Це надасть змогу спростити

аналіз електромагнітних процесів.

Такий підхід надав змогу визначити складові струму окремо для кожного з джерел напруги, сума яких визначить струм в навантаженні. Нижче наведено вираз для  $u_{const}(t)$

$$u_{const}(t) = i \frac{U_{m\Sigma(1)}}{N} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right), \quad (2)$$

де  $i = \text{floor}(ms^{-1}N)$  – число, округлене до найближчого меншого цілого числа;  $U_{m\Sigma(1)} = \frac{4U_{вих\Sigma}}{\pi}$ .

Амплітуда джерела напруги  $u_{mod}(t)$  в залежності від параметрів модуляції та фазового зсуву може знаходитися в діапазоні від 0 до  $NU_{вих}$ . В переважній більшості випадків,  $u_{mod}(t)$  має амплітуду  $U_{вих}$ .

Отримаємо вирази для вихідного струму. Параметри  $n_1, n_2, m_1, m_2, s_1, s_2, i$  визначаються для  $N$  модулів в залежності від комбінацій  $n, m, s, k$ . На рис. 3 наведено діаграми вихідної напруги одного з модулів для різних комбінацій параметрів PDM та відповідних коефіцієнтів заповнення  $\gamma$  для  $s_{\max} = 10$ . Ці комбінації забезпечують мінімально можливі значення  $n$  та рівномірний крок зміни  $\gamma$ , який дорівнює  $1/10$ .

Вирази для струму навантаження в усталеному режимі можна знайти у вигляді суми струмів, отриманих у результаті аналізу для кожного з джерел напруги  $u_{const}(t)$  та  $u_{mod}(t)$ . Результуючий струм в усталеному режимі описується виразами (3), які було отримано на основі математичної моделі

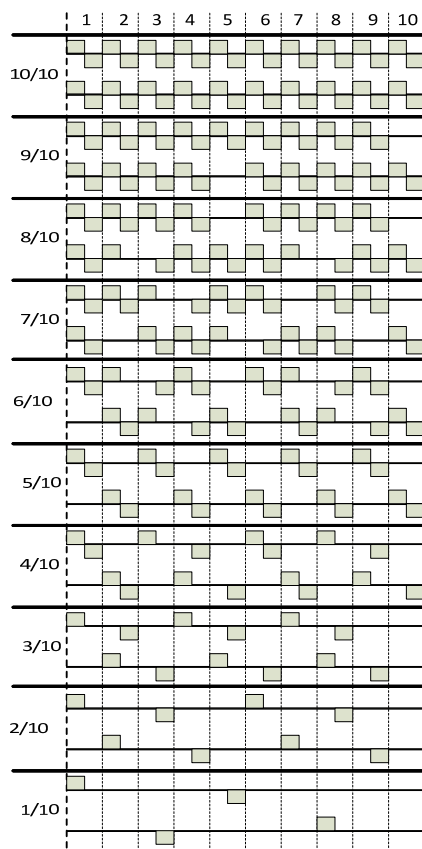


Рис. 3

для інвертора з PDM, представленої в [6, 7].

$$\left\{ \begin{aligned} i_{ON1}(t) &= \frac{U_{m\Sigma(1)}}{NR} \left( i+1 - \frac{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(n_1+s_2)} - e^{-\frac{\pi}{Q}n_2} + e^{-\frac{\pi}{Q}s_2}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(s_1+s_2)}} \right) e^{-\frac{\pi}{QT_0}t} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0}t\right); \\ i_{OFF1}(t) &= (-1)^{2m_1} \frac{(i+1)U_{m\Sigma(1)}}{NR} \frac{1 + e^{-\frac{\pi}{Q}(n_2+m_1)} - e^{-\frac{\pi}{Q}(s_2+m_1)} - e^{-\frac{\pi}{Q}m_1}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(s_1+s_2)}} e^{-\frac{\pi}{QT_0}(t-m_1T_0)} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0}(t-m_1T_0)\right); \\ i_{ON2}(t) &= (-1)^{2s_1} \frac{U_{m\Sigma(1)}}{NR} \left( i+1 - \frac{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(n_2+s_1)} - e^{-\frac{\pi}{Q}n_1} + e^{-\frac{\pi}{Q}s_1}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(s_1+s_2)}} \right) e^{-\frac{\pi}{QT_0}(t-s_1T_0)} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0}(t-s_1T_0)\right); \\ i_{OFF2}(t) &= (-1)^{2(s_1+m_2)} \frac{(i+1)U_{m\Sigma(1)}}{NR} \frac{1 + e^{-\frac{\pi}{Q}(n_1+m_2)} - e^{-\frac{\pi}{Q}(s_1+m_2)} - e^{-\frac{\pi}{Q}m_2}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(s_1+s_2)}} e^{-\frac{\pi}{QT_0}(t-(s_1+m_1)T_0)} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0}(t-(s_1+m_1)T_0)\right). \end{aligned} \right. \quad (3)$$

Отримані вирази дають змогу проводити аналіз роботи транзисторного інвертора напруги модульної структури з PDM за різних комбінаціях параметрів модуляції. Час зростання та спаду амплітуди струму визначається постійною часу  $\tau = \frac{2L}{R} = \frac{QT_0}{\pi}$ , де  $Q$  – добротність коливального контуру навантаження.

Виходячи з (3) отримано вирази максимального  $I_{a\max}$  та мінімального  $I_{a\min}$  значень амплітуди струму [6] та різниці між ними, яка визначає розмах пульсації амплітуди струму

$$\Delta I_a = I_{a\max} - I_{a\min} = \frac{U_{m\Sigma(1)}}{NR} \left( 1 - \frac{e^{-\frac{\pi}{Q}m_2} - 2e^{-\frac{\pi}{Q}(s_2+s_1)} - e^{-\frac{\pi}{Q}(n_1+m_2)} + e^{-\frac{\pi}{Q}(s_1+m_2)} + e^{-\frac{\pi}{Q}n_2} + e^{-\frac{\pi}{Q}(n_1+s_2)} - e^{-\frac{\pi}{Q}s_2}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(s_1+s_2)}} e^{\frac{\pi}{4Q}} \right). \quad (4)$$

У табл. 2 наведено параметри  $n_1, n_2, m_1, m_2, s_1, s_2, i, k$  для системи з двох модулів ( $N=2$ ) та  $S_{\max}=10$ , діаграми вихідної напруги модулів відповідають рис. 3. Виходячи з отриманих параметрів за допомогою виразів (3) можна провести розрахунок вихідного струму в усталеному режимі.

**Таблиця 2**

$\gamma$	$s$	$m$	$n$	$k$	$s_1$	$m_1$	$n_1$	$s_2$	$m_2$	$n_2$	$s_3$	$m_3$	$n_3$	$i$
0.9	10	9	1	5	5	4	1							1
0.8	5	4	1	2.5	2.5	1.5	1							1
0.7	3.5 3	2.5 2	1 1	2	2	1	1	1.5	0.5	1				1
0.6	2.5	1.5	1	1	2.5	0.5	2							1
0.5	2	1	1	1	0	0	0							1
0.4	2 1.5	1 0.5	1 1	1	2.5	2	0.5	1.5						0
0.3	1.5 2.5	0.5 0.5	1 2	1	1.5	1	0.5	1.5	0.5	1	1	0.5	0.5	0
0.2	2.5	0.5	2	1	1	0.5	0.5	1.5	0.5	1				0
0.1	4.5 5.5	0.5 0.5	4 5	2.5	2	0.5	1.5	2.5	0.5	2	3	0.5	2.5	0

На рис. 4 а, б, в представлено результати розрахунку пульсації струму у відносних одиницях  $\Delta I_a^* = \Delta I_a (NU_{m(1)}/R)^{-1}$  для інвертора, який складається з двох модулів за  $Q = 2, 5, 10$  для синфазного



та несинфазного варіантів керування модулями. Це дає змогу дослідити як змінюється розмах пульсації струму під час регулювання (за рахунок зміни  $\gamma$ ) за  $R = \text{const}$ . За  $\gamma = 1$  амплітуда вихідного струму  $I_a = NU_{m(1)}R^{-1}$ .

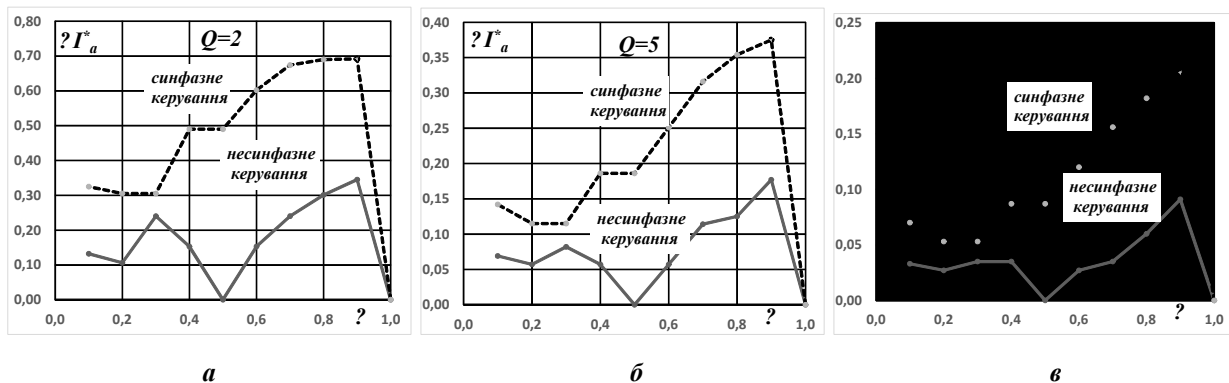
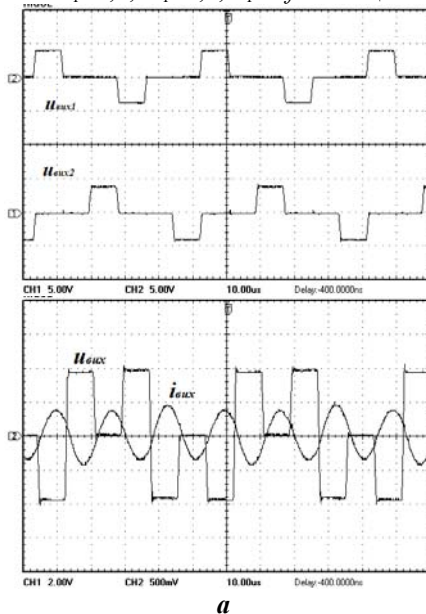


Рис. 4

**несинфазне керування**

$s_1=1,5, m_1=0,5, n_1=1 f=66\text{кГц}$



**сінфазне керування**

$s=3, m=1, n=2 f=66\text{кГц}$

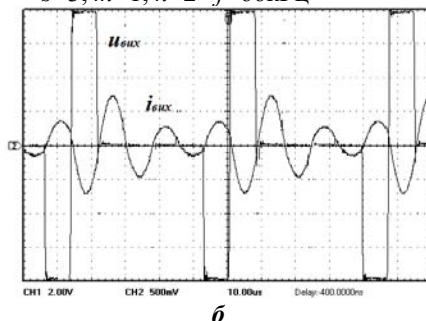


Рис. 5

З рис. 4 видно, що несинфазне керування модулями суттєво зменшило розмах пульсації струму. З графіка слідує, що максимальний розмах пульсації струму зменшився більш ніж у 2 рази. Особливо це важливо за низьких добротностях контуру.

Було проведено експериментальні дослідження для двох модулів, побудованих на основі IGBT SKM200GB125. Плату керування резонансним інвертором з PDM побудовано на основі мікросхему ПЛІС EPM570T100C5N (ALTERA). Використовувалося навантаження з низькою добротністю контуру, яка дорівнює 2,5. На рис. 5, а наведено осцилограми вихідної напруги кожного модуля, сумарної вихідної напруги та вихідного струму для несинфазного керування; на рис. 5, б – осцилограми сумарної вихідної напруги та вихідного струму для синфазного керування. Осцилограми також показують, що несинфазне керування модулями суттєво зменшило розмах пульсації струму.

**Висновки.** У результаті досліджень резонансних інверторів напруги установок індукційного нагрівання зі структурою побудови на основі паралельно-послідовного з'єднання модулів та регулюванням вихідного струму за допомогою PDM показано доцільність використання несинфазного керування модулями з кроком модуляції, який дорівнює напівперіоду вихідного струму. Це дає змогу суттєво зменшити розмах пульсації амплітуди вихідного струму. Це особливо важливо за низької добротності вихідного коливального контуру та необхідності забезпечення широкого діапазону регулювання вихідного струму інвертора. За допомогою математичної моделі резонансного інвертора напруги з модульною структурою побудови можливо проводити розрахунки вихідного струму за різних параметрах модуляції.

*Роботу виконано за держбюджетною темою «Розвиток теорії високочастотних транзисторних перетворювачів на основі резонансних інверторів для систем електроживлення технологічного обладнання» (шифр «Частота-3»), державний реєстраційний номер 0120U002003, КПКВК 6541030.*

1. Zied H.A., Mutschler P., Bachmann G. A modular IGBT converter system for high frequency induction heating applications. Proceedings of the *International Power Electronics Conference: PCIM 2002*. Europe, Nürnberg, May 14 - 16, 2002.
2. Guillermo Martin Segura. Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire heating. Ph.D. dissertation, Dept. d'Enginyeria Electrica, Univ. Politecnica de Catalunya, Barcelona, Spaine. 2012. 226 p.
3. Makky A-RA.M., Abo-Zied H., Abdelbar F.N. Parallel operation of IGBTs modular converter system for high power high frequency induction heating applications. 12th International *Middle-East Power System Conference*. Aswan, Egypt, March 12-15, 2008. Pp. 577-582. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEPCON.2008.4562393>
4. Omar El-Nakeeb, Mostafa I Marei, Ahmed A El-Sattar. A High Frequency modular Resonant converter for the Induction Heating. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*. 2013. Vol. 3(2). Pp. 432-438.
5. Саратовський Р.М., Ушаков Д.В. Многоячейковий источник питания для индукционного нагрева. *Збірник наукових праць ДонДТУ*. 2015. № 1 (44). С. 74-90.
6. Гуцалюк В.Я., Герасименко П.Ю. Резонансні інвертори напруги для установок індукційного нагріву з модульною структурою побудови та системою керування на основі НЧ імпульсної модуляції. *Праці ІЕД НАНУ*. 2015. Вип. 41. С. 137-145.
7. Юрченко О.М., Гуцалюк В.Я., Герасименко П.Ю., Слесаревський І.О. Модель резонансного транзисторного інвертора напруги з низькочастотною імпульсною модуляцією. *Технічна електродинаміка*. 2011. № 1. С. 24-29.

## SERIES RESONANT INVERTERS WITH MODULAR STRUCTURE FOR HIGH-FREQUENCY INDUCTION HEATING

V.Ya. Hutsaliuk

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: [alfa@ied.org.ua](mailto:alfa@ied.org.ua)

*Research results of induction heating transistor high - frequency series resonant inverters with modular structure on the base of parallel – series connection are presented in the paper. Pulse density modulation is used to regulate the output current of the inverter. It is shown that the use of the out-of-phase inverter modules control allows reducing the amplitude pulsation of the output current amplitude, which is especially important under low quality of the output resonant circuit and a wide range of load parameters. A mathematical model of the series resonant voltage inverter with a modular structure is presented; it allows the calculation of output current under different parameters of pulse density modulation. References 7, tables 2, figures 5.*

**Key words:** induction heating, transistor series resonant inverter, PDM.

1. Zied H.A., Mutschler P., Bachmann G. A modular IGBT converter system for high frequency induction heating applications. Proceedings of the *International Power Electronics Conference: PCIM 2002*. Europe, Nürnberg, May 14 - 16, 2002.
2. Guillermo Martin Segura. Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire heating. Ph.D. dissertation, Dept. d'Enginyeria Electrica, Univ. Politecnica de Catalunya, Barcelona, Spaine. 2012. 226 p.
3. Makky A-RA.M., Abo-Zied H., Abdelbar F.N. Parallel operation of IGBTs modular converter system for high power high frequency induction heating applications. 12th International *Middle-East Power System Conference*. Aswan, Egypt, March 12-15, 2008. Pp. 577-582. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEPCON.2008.4562393>
4. Omar El-Nakeeb, Mostafa I Marei, Ahmed A El-Sattar. A High Frequency modular Resonant converter for the Induction Heating. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*. 2013. Vol. 3(2). Pp. 432-438.
5. Saratovsky R.M., Ushakov D.V. Multi-cell power supply for induction heating. *Zbirnyk naukovykh prats Dobasskoho derzhavnoho tekhnichnoho universytetu*. 2015. No 1 (44). Pp. 74-90 (Rus).
6. Hutsaliuk V.Ya., Herasymenko P.Yu. Resonant voltage inverter for induction heating equipment with a modular structure of construction and PDM based control system. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2015. Vyp. 41. Pp. 137-145. (Ukr).
7. Yurchenko O.M., Gutsaliuk V.Y., Gerasymenko P.Y., Sliesarevskiy I.O. Mathematical model of resonance transistor voltage inverter with low frequency pulse modulation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2011. No 1. Pp. 24-29 (Ukr).

Надійшла 29.04.2022  
Остаточний варіант 01.06.2022

**COMPARATIVE ANALYSIS OF ELECTRIC MACHINES CHARACTERISTICS  
WITH PERMANENT MAGNETS FOR ELECTRIC VEHICLES AND WIND TURBINES**V.V. Grebenikov<sup>1\*</sup>, V.B. Pavlov<sup>1\*\*</sup>, R.V. Gamaliia<sup>1\*\*\*</sup>, V.S. Popkov<sup>1</sup>Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
Peremohy Ave, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.E-mail: [elm1153@gmail.com](mailto:elm1153@gmail.com)<sup>2</sup> Frantsevich Institute for Problems of Materials Science NAS of Ukraine,  
Krzhizhanovsky st., 3, Kyiv, 03142, Ukraine.

*The results of a numerical and experimental study of an electric machine with cylindrical permanent magnets are presented. It is shown that if a squirrel-cage rotor in a standard induction motor is replaced by a rotor with permanent magnets, then a significant increase in the specific power of the electric machine can be obtained. Numerical studies and analyses of the characteristics of an electric machine with tangentially magnetized neodymium and ferrite magnets in the motor mode have been carried out. It is shown that in order to ensure maximum specific characteristics for use in electric vehicles, it is necessary to take into account the driving cycle and carry out liquid cooling of the electric motor. Also, a comparison of the characteristics obtained during testing of an experimental sample in the generator mode and the characteristics obtained in the calculation models was made. It is shown that the discrepancy between the calculated and experimental dependences for several values of the rotor speed is no more than 4%. The characteristics of the electrical machines under study were calculated using the Simcenter MagNet and Simcenter MotorSolve software packages. References 7, figures 6, tables 2.*

**Key words:** numerical simulation, electric motor for electric car, permanent magnets, driving cycle, performance characteristics, thermal calculation, wind power plant.

In recent years, the research and production of electric machines with permanent magnets has been intensified. This is primarily due to the increasing production of electric vehicles, in the production of which there is a clear trend towards the use of electric motors with permanent magnets due to their high power density compared to other types of electric motors (asynchronous, direct current and SRM) [1]. From year to year, the use of electric generators with permanent magnets for wind turbines, as well as electric motors used in various industries where it is necessary to control the rotor speed, is also increasing. This article shows how a standard squirrel-cage induction motor can be converted into an efficient permanent magnet motor at low cost. Thus, it is possible to organize the production of highly efficient synchronous machines with permanent magnets without significant resources and investments [2].

The purpose of this article is to analyze and compare the characteristics of an electric machine in the motor and generator mode with the most common configuration of the rotor magnetic system, namely, with permanent magnets of tangential magnetization. The configuration of the magnetic system, made on the basis of the stator of a standard AIR112MV8 asynchronous motor with a rotation axis height of 112 mm and the number of pole pairs  $2p=4$  [3].

Since the cost of rare earth magnets is quite high, there is considerable interest in machines with ferrite magnets, the cost of which is significantly lower. This article analyzes and compares the characteristics of motors with neodymium magnets (N40SH) and cheap ferrite magnets - such as Ceramic 10 (C10). Neodymium magnets (N40SH) have temperature stability up to 150°C, ferrite magnets (C10) have temperature stability up to 300°C.

---

© Grebenikov V.V., Pavlov V.B., Gamaliia R.V., Popkov V.S., 2022

ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0002-1114-1218>; \*\* <https://orcid.org/0000-0003-0565-265X>;\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-5729-7891>

In the research, a stator of a standard asynchronous motor was used, the main technical characteristics of which are as follows: rated voltage when the stator windings are connected to a “star” –  $U_n=380$  V, rated current –  $I_n=7.1$  A, rated power –  $P_n=3$  kW, rated rotation speed –  $n=710$  rpm, efficiency – 80%,  $\cos \varphi =0.73$ . The main technical parameters of the stator: outer diameter of the stator –  $D_o=191$  mm; stator inner diameter –  $D_i=132$  mm; number of stator slots –  $Z=48$ ; slot height –  $h_{slot}=18.1$  mm; axial length of the stator package –  $L=130$  mm.

In a standard asynchronous motor, the squirrel-cage rotor was replaced with a rotor with permanent magnets, which consists of a non-magnetic shaft 1, ferromagnetic poles 2, in which bevels are carried out to reduce the gear moment (cogging). Permanent magnets 3 and poles 2 are fixed on the shaft with the help of two cups 4, which are made of non-magnetic material (Fig. 1, a). In this figure, for convenience, one of the ferromagnetic poles is not shown.

The calculation of the magnetic field and the characteristics of the electric machine was carried out in the software package Simcentr MotorSolve and Simcentr Magnet [4]. On Fig. 1, b shows the cross section of the magnetic system and the distribution of the magnetic flux density at rated current for an electric machine with neodymium magnets (N40SH) and ferrite magnets (C10).

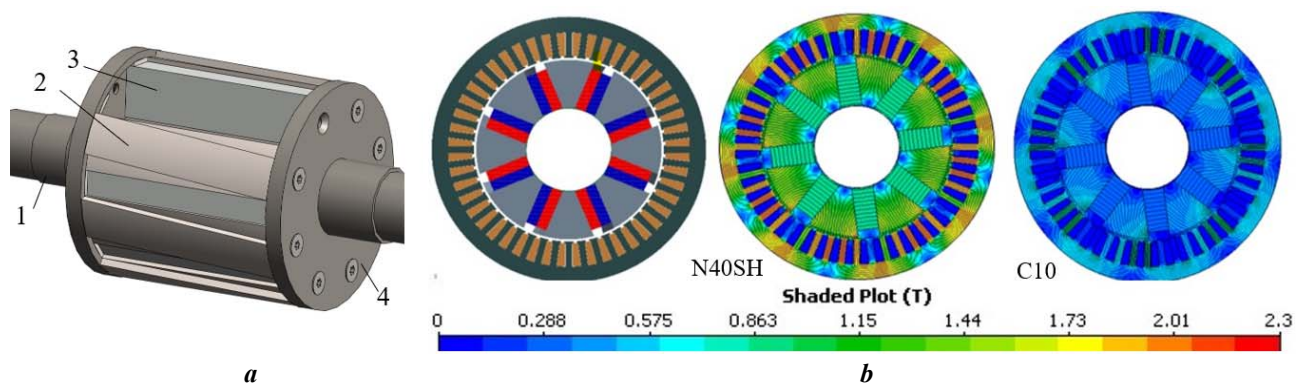


Fig. 1

As it is known, in contrast to asynchronous motors, in motors with permanent magnets, the dependence of the electromagnetic torque on the rotor speed has an almost constant value up to a certain rotor speed, after which the torque and power of the electric motor have a sharply falling character. This is explained by the fact that after a certain rotation frequency, the induced back EMF, proportional to the number of turns of the stator windings, becomes comparable with the supply voltage of the stator phases, which leads to a decrease in the phase current in the windings and a sharp drop in the torque and power of the electric motor.

The article investigates the characteristics of a motor with permanent magnets, the number of turns in the stator coils of which is chosen equal to:  $W = 2$ ;  $W=2$ ;  $W = 6$  and it is shown that by varying these parameters and the type of permanent magnets, it is possible to design the optimal configuration of the magnetic system for the given characteristics of the electric machine.

When studying the characteristics of electrical machines, the stator phases were connected in a "star", and the four coils of each phase were connected in series. In all calculations, the current density in the stator windings is assumed to be the same and equal to  $J=7.2$  A/mm<sup>2</sup>, coil fill factor –  $k=40\%$ . The rated currents for each value of the number of turns are as follows:  $W=2 - I_n=97.8$  A;  $W=4 - I_n=48.9$  A;  $W=6 - I_n=32.6$  A.

On Fig. 2, a shows the operating characteristics of an electric machine in the motor mode with neodymium (N40SH) and ferrite magnets (C10) with the number of turns of the stator winding  $W = 2$ . It should be noted that with neodymium magnets, the rotational speed and power begin to decrease sharply after the rotational speed equal to  $n = 6500$  rpm, with ferrite magnets, respectively, after the rotational speed –  $n = 15750$  rpm. This is explained by the fact that ferrite magnets have a residual induction approximately three times less than neodymium magnets. Although the electromagnetic torque of a machine with ferrite magnets is less than that of a machine with neodymium magnets, due to the ability to operate at a higher speed, the power of both machines is approximately equal. On the other hand, the cost of ferrite magnets is significantly less than neodymium ones, and therefore they can have a competitive advantage in applications where high electromagnetic torque is not needed.



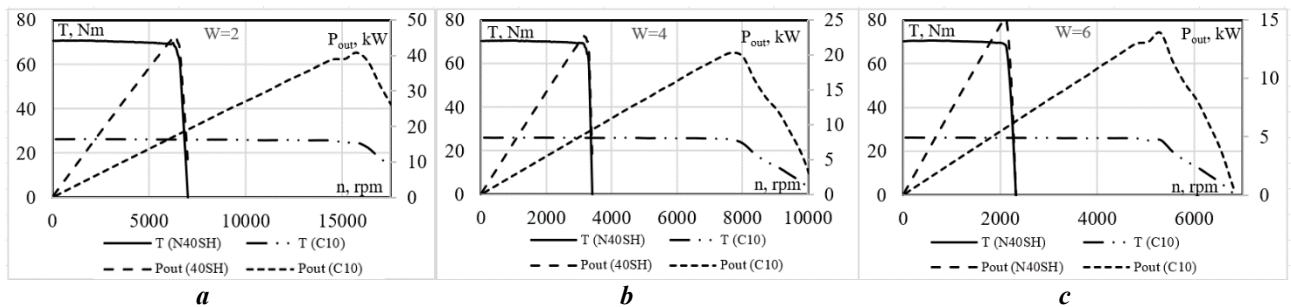


Fig. 2

Table 1

Parameter	$n$ , rpm	$P_{out}$ , kW	$P_{loss\Sigma}$ , W	$\eta$ , %	$\frac{P_{PM}}{P_{IM}}$	$\frac{\eta_{PM}}{\eta_{IM}}$ , %
N40SH	710	5.25	0.45	92.0	1.75	15.0
C10	710	1.94	0.44	81.6	0.65	2.0
IM(2p=4)	710	3	-	80	-	-
N40SH	1500	11.1	0.63	94.7	2.02	10.5
C10	1500	4.11	0.45	90.3	0.75	5.3
IM(2p=2)	1500	5.5	-	85.7	-	-
N40SH	3000	22.1	0.97	95.8	2.95	10.1
C10	3000	8.22	0.59	93.4	1.10	7.3
IM(2p=1)	3000	7.5	-	87	-	-

Table 1 shows the results of comparing the power and efficiency of electric machines with permanent magnets and standard induction motors, as well as the total losses ( $P_{Loss\Sigma}$ ) of machines with permanent magnets. Comparison of the power of an induction motor with the number of pole pairs equal to  $2p = 4$ , the rotational speed of which is  $n = 710$  rpm, with the corresponding electric motor based on permanent magnets shows that with neodymium magnets the power is 1.75 times greater, with ferrite magnets the power is 0.65 of the power of the asynchronous motor. The same trend persists when comparing

the power of a standard induction motor with the number of pole pairs  $2p = 2$ . Comparison with an asynchronous motor with the number of pole pairs  $2p = 1$  showed that the power of the machine with neodymium magnets is 2.95 times greater, and with ferrite magnets more 1.1 times.

Table 2 shows the values of the rotor speed at which the maximum values of power and electromagnetic torque of machines with neodymium and ferrite magnets are observed for various values of the number of turns of the stator windings.

Table 2

Parameter	$W = 2$		$W = 4$		$W = 6$	
	$n_{max}$ , rpm	$P_{max}$ , kW	$n_{max}$ , rpm	$P_{max}$ , kW	$n_{max}$ , rpm	$P_{max}$ , kW
N40SH	6500	45.40	3200	22.50	2120	15.47
C10	15750	40.78	7650	20.29	5300	13.9

Thus, if in a standard asynchronous motor with a rotation axis height of 112 mm and the number of pole pairs  $2p = 4$ , we replace the squirrel-cage rotor with a rotor with permanent neodymium magnets, then we can get an approximately 15-fold increase in power ( $P_{PM}/P_{IM} = 45.4/3 = 15.1$ ). Naturally, for neodymium magnets, the rotational speed compared to an asynchronous motor should be approximately 9.2 times higher, for ferrite magnets, approximately 22 times higher. It should be noted that a significant increase in the power of an electric machine also leads to a proportional increase in losses in structural elements, which means that a thorough study of the heating of structural elements is required.

The calculation of the temperature of the structural elements of the electrical machines under study (windings, magnets, iron of the stator and rotor, shaft, housing, end shields) was carried out in the Simcentre MotorSolve package, taking into account the cooling system. The thermal calculation was carried out for the operating mode (S1), which provides for a long and uninterrupted operating period during which the motor is heated to a steady temperature. Fig. 3 shows pictures of the thermal field of electrical machines with neodymium and ferrite magnets, as well as graphs of heating of permanent magnets for different values of the number of turns, type of cooling (air, liquid), and different values of the number of turns, and hence the rated current in the windings.

Thermal calculation was performed for two cooling systems, air and liquid. In an air-to-air cooling system, air is driven by a fan along the outer casing of the electric machine. The initial data for air cooling are as follows: machine orientation – horizontal; forced convection direction – axial; coolant flow speed –  $V_{flow} = 2$  m/s; initial temperature –  $T = 20$  °C.



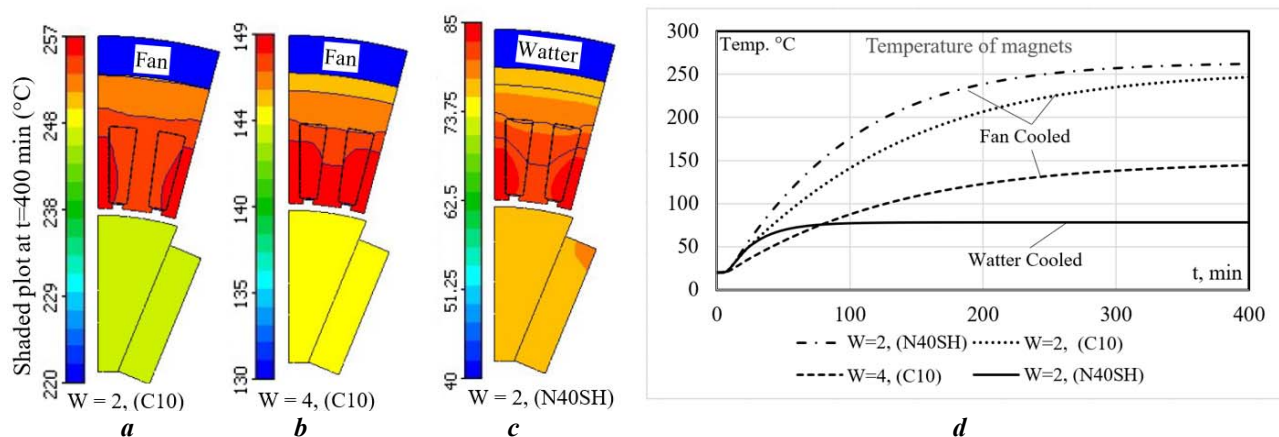


Fig. 3

The liquid cooling system consists of channels evenly spaced inside the outer casing of the electric machine and oriented along the axis of rotation of the rotor. The initial data for thermal calculation are as follows: type of channels built into the body – spiral; the number of cooling channels –  $n_k=100$ ; the shape of the cooling channels is round; diameter of cooling channels  $d_k = 3$  mm; productivity of the circulation pump  $Q=2$  l/min; the initial temperature at the inlet to the cooling channels is  $20$  °C.

When calculating the temperature of structural elements, it is first necessary to control the heating of permanent magnets. From the heating graphs of the magnets shown in Fig. 3, *d* it follows that with air cooling for a rated current  $I_n=97.8$  A ( $W=2$ ), the magnets heat up to a temperature of  $255$ °C, which is unacceptable and will lead to their demagnetization. For a machine with ferrite magnets at  $W=2$ , the magnets do not heat up above  $300$ °C, but the maximum temperature of the windings is  $250$ °C, which is also not acceptable. For  $W=4$  and  $W=6$ , an air-cooled machine with ferrite windings will be capable of continuous operation. For a machine with neodymium magnets, it is necessary to use liquid cooling, which can significantly reduce the heating of structural elements. As can be seen from the heating graph of magnets with liquid cooling, even for  $W=2$ , their temperature does not exceed  $75$ °C.

Thus, when designing a permanent magnet motor based on the stator of a standard asynchronous motor, should consider the method of cooling it, taking into account the type of magnets used and its operating mode. Let's show this on the example of designing an electric motor for an electric car.

When designing electric motors for electric vehicles, one should take into account the driving cycle, which describes the movement of the vehicle in the city and outside the city [5, 6]. In Europe, the so-called new European driving cycle, referred to as NEDC, has recently been applied, consisting of accelerations, decelerations and steps at a constant speed for 20 minutes.

In the MotorSolve software package, it is possible to calculate the required speed and torque for almost any driving cycle, given the basic parameters of the vehicle [4]. As the initial data for calculating the electric motor, the parameters of a mini-class car are taken: the total mass of the electric car is  $m=1500$  kg; air resistance coefficient for the chassis body –  $C_x=0.33$ ; frontal area of the chassis body –  $S=1.9$  m<sup>2</sup>; drive wheel diameter –  $d=0.546$  m; gear ratio of the main gearbox  $U_{mg}=5.33$ ; rolling friction coefficient –  $f=0.018$ .

Fig. 4 shows the dependence of the rotor speed and torque on the electric motor shaft on time for the NEDC driving cycle, calculated when the electric vehicle is moving uphill (road inclination angle  $\alpha=12\%$ ) and on a straight road section ( $\alpha=0\%$ ). Analyzing these dependencies, it should be noted that at  $\alpha=0\%$ , the maximum value of the moment is  $T_{max}=98$  Nm, at  $\alpha=12\%$  –  $T_{max}=180$  Nm. Therefore, the electric motor for a given electric vehicle and a given driving cycle must be designed in such a way that its maximum electromagnetic torque is at least 180 Nm.

Fig. 5 shows the performance characteristics of electric

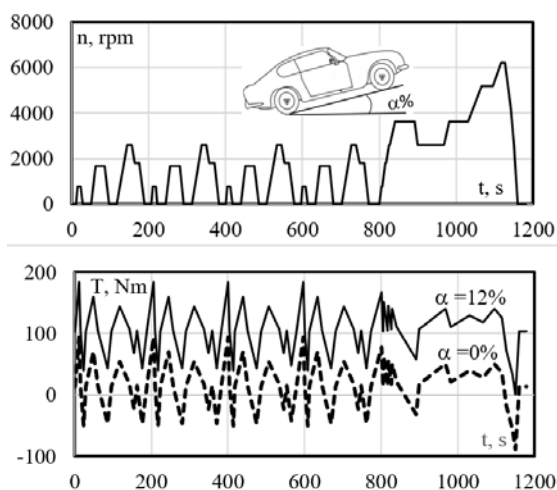


Fig. 4

motors calculated in the Infolytica MotorSolve package. This figure also shows representative (peak) torque points for the driving cycle at  $\alpha=0\%$  and  $\alpha=12\%$ . To obtain an electromagnetic torque value that exceeds the corresponding peak torque values at  $\alpha=12\%$ , the phase current of the electric motor must be equal to  $I_{ph}=255$  A, the current density at this current is equal to  $J=18.4$  A/mm<sup>2</sup>. It should be noted that at this current density and speed  $n=3000$  rpm, the power of the electric motor is  $P=60$  kW, which is 8 times higher than the power of an asynchronous motor at the same speed. To obtain the value of the electromagnetic torque, slightly exceeding the value of  $T_{max}=98$  Nm, the phase current must be equal to  $I_{ph}=140$  A, which corresponds to the current density  $J=10.3$  A/mm<sup>2</sup>. Thus, the calculation results show that with an increased current density in the windings, it is possible to realize the specified value of the electromagnetic torque, which ensures the movement of the electric vehicle in accordance with the specified driving cycle and the maximum angle of inclination of the road.

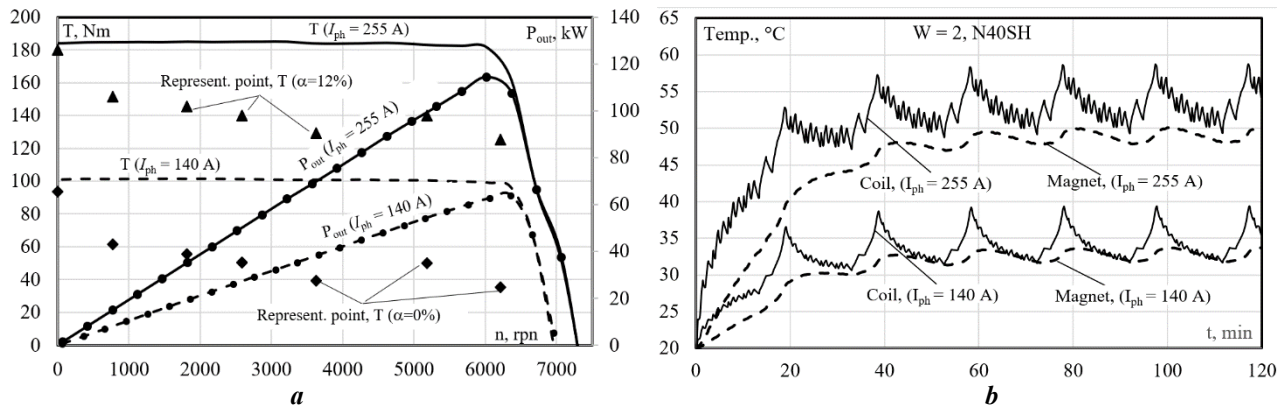


Fig. 5

The permanent magnet motor control system consists of the following elements: controller power section; microprocessor control system; controller blocks, blocking, indication; control panel; software.

Naturally, it is necessary to carry out a thermal calculation of the electric motor, taking into account the driving cycle and the increased current density. The input data for the thermal calculation for liquid cooling are the same as for the calculations shown upper. Fig. 5, b shows the temperature of the permanent magnets and motor windings as a function of time at a phase current value of  $I_{ph}=255$  A and  $I_{ph}=140$  A. With a liquid cooling system, with a circulation pump capacity of  $Q=2$  l/min, the temperature of the stator windings at a current of  $I_{ph}=255$  A does not exceed 58°C, which is significantly lower than the permissible temperature for class H insulation, and the temperature of the magnets does not exceed 50 °C, which is also acceptable for the operation of magnets. At current  $I_{ph}=140$  A, the steady-state temperature of the windings does not exceed 39°C, and that of the magnets – 33°C. Thus, the calculation results show that the design of an electric motor for an electric vehicle should be carried out taking into account the driving cycle.

For low-power wind turbines, synchronous power generators are used, usually based on rare-earth permanent magnets. The frequency of rotation of the wind rotor depends on the diameter of the wind wheel, as well as on the wind speed, and for power up to  $P=10$  kW is approximately  $n=100-300$  rpm. For such a speed, it is advisable to use a high-speed generator with a magnetic gear, the reduction factor of which can be, for example, equal to  $k_G=7.3$ . The use of an electric generator paired with a magnetic gearbox has a number of significant advantages. The magnetic gearbox, unlike mechanical gearboxes, does not create additional noise, does not require lubrication, its service life is higher, and operating costs are also significantly reduced [7]. In addition, a comparison of the characteristics of a generator with permanent magnets for wind turbines showed that, with equal power, a generator with a magnetic gearbox has at least 2 times less mass of active materials than a low-speed generator, the shaft of which is directly connected to the shaft of a wind turbine an approximately equal mass of magnets.

The article compares the calculated and experimental dependences for electric generators with permanent magnets. To achieve this goal, an electric generator with permanent magnets of the N40SH type was manufactured, while a stator from an asynchronous motor with a rotation axis height of 112 mm was used. Tests of an experimental sample of the generator, the photo of which is shown in figure 6a was carried out on an experimental stand. The coils of each phase are connected in parallel; the phases are connected in a "triangle" and connected to a rectifier bridge of six diodes, which is connected to an active variable resistor –  $R_{load}$ .

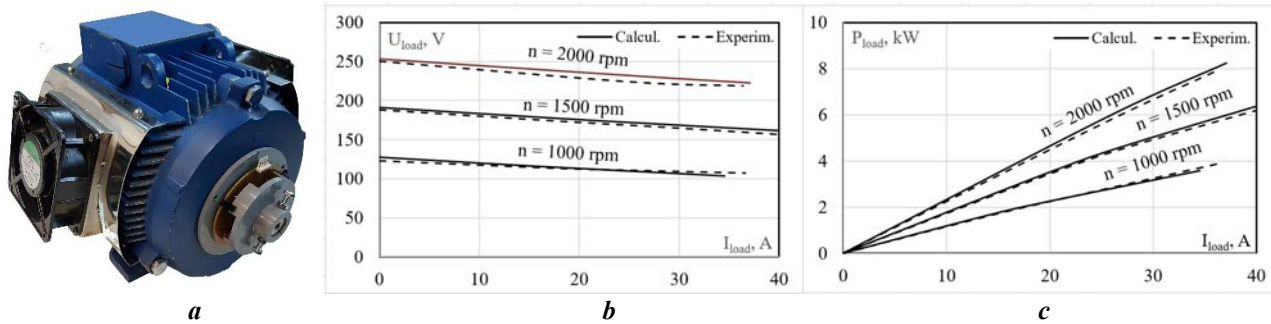


Fig. 6

Fig. 6, b shows a comparison of the calculated and experimental dependences of the voltage in the load  $U_{load}$  on the current in the load  $I_{load}$  for three values of the generator rotor speed:  $n=2000$  rpm,  $n=1500$  rpm,  $n=1000$  rpm and in Fig. 6, c – power in the load  $P_{load}$  on the current in the load  $I_{load}$  for the same three values of the rotor speed. The rated phase current at current density  $J=7.2$  A/mm<sup>2</sup> corresponds to the load current  $I_{load}=31.5$  A. The average discrepancy between the calculated and experimental values is less than 4%.

**Conclusions.** As a result of experimental and numerical studies, it has been established that replacing a squirrel-cage rotor with a rotor with permanent magnets makes it possible to obtain a significant increase in specific power. Compared to a standard asynchronous motor with an axis height of 112 mm and the number of pole pairs  $2p=1$ , a machine with neodymium magnets has about three times the power density.

As a result of thermal calculations, taking into account the NEDC driving cycle, it was found that the use of liquid cooling makes it possible to cool neodymium magnets and windings to a temperature below the critical one at an increased current in the windings, which makes it possible, for example, at a rotation frequency of  $n=3000$  rpm to increase the specific 8 times power compared to standard asynchronous motor.

The characteristics of the experimental samples of the generator and its computer model are compared. The discrepancy between the calculated and experimental dependences for several values of the rotor speed does not exceed 4%. Thus, the calculation model adequately describes the characteristics of an electric generator with permanent magnets and can be used in further studies with a variation in the type and main dimensions of the magnetic system.

*Роботу виконано за держбюджетною темою «Розвиток наукових основ і розробка принципів побудови електромеханічних перетворювачів енергії з постійними магнітами та магнітними релюксорами», (шифр – «МАГРЕД»), державний реєстраційний номер 0120U002006, КПКВ 6541050.*

1. Ramesh P., Lenin N.C. High Power Density Electrical Machines for Electric Vehicles - Comprehensive Review Based on Material Technology. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2019. Vol. 55. No 11. Pp. 1-21. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2929145>.
2. Lyskawinski W. Comparative analysis of energy performance of squirrel cage induction motor, line-start synchronous reluctance and permanent magnet motors employing the same stator design. *Archives of Electrical Engineering*. 2020. Vol. 69. No 4. Pp. 967-981. DOI: <https://doi.org/10.24425/ae.2020.134642>.
3. Grebenikov V.V., Priymak M.V. Design of the electric motor with permanent magnets for electric vehicle according the driving cycle. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 5. Pp. 65-68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.05.065>
4. Simcenter Motorsolve. URL: <https://www.infologicsdesign.co.uk/motorsolve> (accessed at 18.04.2022).
5. Sarigiannidis A.G., Beniakar M.E., Kladas A.G. Fast Adaptive Evolutionary PM Traction Motor Optimization Based on Electric Vehicle Drive Cycle. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2017. Vol. 66. No 7. Pp. 5762-5774. DOI: <https://doi.org/10.1109/TVT.2016.2631161>.
6. Hwang S.W., Ryu J.Y., Chin J.W., Park S.H., Kim D.K., Lim M.S. Coupled Electromagnetic-Thermal Analysis for Predicting Traction Motor Characteristics According to Electric Vehicle Driving Cycle. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2021. Vol. 70. No 5. Pp. 4262-4272. DOI: <https://doi.org/10.1109/TVT.2021.3071943>.
7. Dobzhanskyi O., Hossain Eklas, Amiri Ebrahim, Gouws R., Grebenikov V., Mazurenko L., Pryjmak M., Gamaliia R. Axial-Flux PM Disk Generator With Magnetic Gear for Oceanic Wave Energy Harvesting. *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. Pp. 44813-44822. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2908348>.

## ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ХАРАКТЕРИСТИК ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИНИ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ ДЛЯ ЕЛЕКТРОМОБІЛІВ І ВІТРОУСТАНОВОК

**В.В. Гребеніков<sup>1</sup>**, докт. тех. наук, **В.Б. Павлов<sup>1</sup>**, докт. тех. наук, **Р.В. Гамалія<sup>1</sup>**, канд. фіз-мат. наук,  
**В.С. Попков<sup>2</sup>**

<sup>1</sup>Інститут електродинаміки НАН України.

E-mail: [elm1153@gmail.com](mailto:elm1153@gmail.com)

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

<sup>2</sup>Інститут проблем матеріалознавства ім. І. М. Францевича НАН України,  
вул. Академіка Кржижановського, 3, Київ, 03142, Україна.

*Наведено результати чисельного та експериментального досліджень електричної машини з постійними магнітами циліндричного типу. Показано, якщо замінити в стандартному асинхронному двигуні короткозамкнутий ротор на ротор з постійними магнітами, можна отримати істотне збільшення питомої потужності електричної машини. Проведено чисельні дослідження та аналіз характеристик електричної машини з тангенціально намагніченими неодимовими та феритовими магнітами в двигунному режимі. Показано, що задля забезпечення максимальних питомих характеристик для застосування в електромобілях необхідно враховувати їздовий цикл та здійснювати рідинне охолодження електродвигуна. Також проведено порівняння характеристик, отриманих під час випробувань експериментального зразка в генераторному режимі, і характеристик, отриманих в розрахункових моделях. Показано, що розбіжність розрахункових та експериментальних залежностей для кількох значень частоти обертання ротора становить не більше 4%. Характеристики досліджуваних електричних машин розраховано в пакетах програм Simcenter MagNet і Simcenter MotorSolve. Бібл. 7, рис. 6, табл. 2.*

**Ключові слова:** чисельне моделювання, електродвигун для електромобіля, постійні магніти, їздовий цикл, робочі характеристики, тепловий розрахунок, вітроенергетична установка.

Надійшла 29.04.2022  
Остаточний варіант 17.05.2022



## RESONANT MODES OF A LINEAR PERMANENT MAGNET VIBRATORY MOTOR

R.P. Bondar\*

Kyiv National University of Construction and Architecture,  
Povitroflotsky Ave., 31, Kyiv, 03037, Ukraine, e-mail: [rpbondar@gmail.com](mailto:rpbondar@gmail.com)

*The work considers the resonant operation modes of the linear permanent magnet vibratory motor. On the basis of electrical and mechanical equivalent circuits with lumped parameters, expressions for determining the frequencies of mechanical, electrical, energy and power resonances are obtained. The presence of two frequencies of electrical resonance (when the phases of supply voltage and motor current coincide) in a single-mass electromechanical system and four in a two-mass one is substantiated. Representing, according to the electromechanical analogy approach, the back EMF induced due to the movement of the mover by the corresponding voltage drop, expressions for equivalent mechanical impedances are obtained. The dependences of the energy characteristics of the motor (mechanical work and efficiency) on the equivalent circuit parameters are obtained. Based on the expression for the reluctance electromagnetic force, mechanical work is found and its dependence on the phase difference between displacement and current is shown. The phase difference at which the total mechanical work of the motor is maximal is determined. It is shown that the results of the analysis of resonant modes well agree with results of a numerical field study carried out on the basis of the equations of the quasi-stationary magnetic field in the time domain using the finite element method and the moving type of calculation mesh in the mover region. References 12, figures 6, tables 1.*

**Keywords:** electrical resonance, electromechanical analogy approach, energy characteristics, finite element method, linear permanent magnet motor.

**Introduction.** Vibration technologies are the basis of many modern technological processes related to the movement and processing of materials, compaction, sorting, granulation, etc. The use of the linear permanent magnet motors in vibrating machines provides a number of advantages, the main of which are a wide frequency operating range, the absence of mechanical transmissions that convert rotational motion into a linear one, and therefore reliability and low noise level, and the ability to control performance in automatic mode [1-4].

To date, there is no clear idea in which mode (in terms of providing the necessary electromechanical performance) a vibrating machine with the permanent magnet motor drive should operate. It is considered generally acceptable to provide a mode close to mechanical resonance, since otherwise the drive efficiency is low [5-7]. It is also known that the frequency of phase mechanical resonance (hereinafter the phase mechanical resonance means the coincidence of the main harmonic components of electromagnetic force and mover speed) does not coincide with the frequency of maximum motor efficiency and maximum amplitudes of acceleration and displacement [8]. If we take into account that in addition to mechanical resonances, there are also electrical resonances, as well as some influence of the salient-pole structure of the magnetic system and harmonics of electromagnetic force on the force-angle characteristics of the motor [9, 10], the problem of choosing the optimal machine parameters to provide the required mode of mechanical oscillations becomes ambiguous and controversial.

Obviously, the simultaneous ensuring of optimal electromechanical characteristics is impossible. We have to give up certain indicators in favor of others, the achievements of which are more important. Therefore, the study of the influence of the motor's equivalent circuit parameters on the electromechanical processes and their interrelationship is essential from a theoretical point of view, and necessary from the point of view of practical implementation of efficient drive modes.

**The aim of the work** is to determine the operation modes of a linear permanent magnet vibratory motor, which provide the specified electromechanical characteristics.

The basic structure of the permanent magnet vibratory motor is shown in Fig. 1. The stator of the motor contains a laminated ferromagnetic core 1 and a winding 2, which is powered by a single-phase AC source. The winding has two groups of coils (shown in color), the direction of current in which is opposite. The mover contains ferromagnetic poles 3 and permanent magnets 4 with axial direction of magnetization. The pulsating magnetic field of the winding, interacting with the field of permanent magnets, causes an axial electromagnetic force, the direction of which is determined by the direction of current. The mover motion in



relation to the stator leads to deformation of the spring system 5. With a change in the coils current direction, the mover moves in the opposite direction under the influence of electromagnetic force and energy accumulated in the springs.

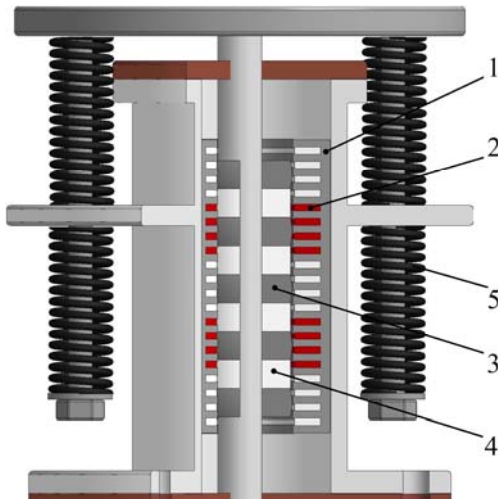


Fig. 1

The mechanical equivalent circuit (Fig. 2, a) contains the mover  $1$ , which oscillates under the influence of electromagnetic force  $F_{ev}$  relative to the stator  $2$ . The spring system  $3$  and the damper  $4$  are characterized by spring stiffness  $k$  and viscous friction  $b$  factors, which take into account the corresponding motor coefficients together with the load. The coordinate system is connected to the stator, with the origin corresponding to the position of mover mechanical equilibrium, when the motor current is zero. Moreover, the system starts with oscillations from the state in which the static equilibrium already exists between gravitational force and the spring forces.

The electrical equivalent circuit (Fig. 2, b) is represented by series-connected resistance  $R_{sv}$ , inductance  $L_v$  and source  $e_v$ , which simulate the stator winding resistance, winding inductance and back EMF induced due to the mover motion.

The presented equivalent circuits correspond to the following system of equations written in the frequency domain:

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_v &= \underline{I}_v (R_{sv} + j\omega L_v) + K_{Ev} \underline{V}; \\ -m_a \omega^2 \underline{X} &= K_{Fv} \underline{I}_v - k \underline{X} - j\omega b \underline{X}; \\ j\omega \underline{X} &= \underline{V}, \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

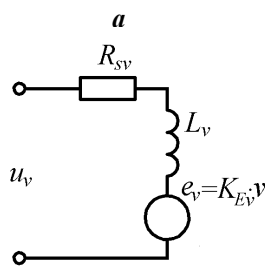
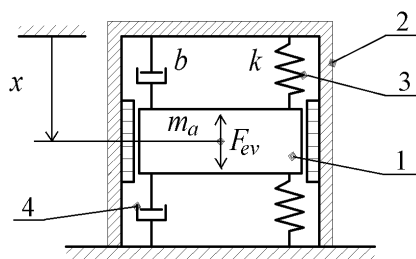


Fig. 2

where  $\underline{U}_v, \underline{I}_v$  are the complex supply voltage and stator current, respectively;  $K_{Ev}$  is the EMF constant;  $\underline{V}, \underline{X}$  are the speed and displacement of mover relative to the stator, respectively;  $m_a$  is the mass of the mover;  $K_{Fv}$  is the electromagnetic force constant;  $k$  is the equivalent stiffness factor of the spring system and the load;  $b = b_v + b_l$  is the total viscous friction factor of the motor  $b_v$  and the load  $b_l$ ;  $\omega$  is the supply voltage angular frequency.

The solution of equations (1) makes it possible to obtain the frequency of mechanical resonance at which the amplitude of the mover oscillation will be maximum:

$$\omega_r = \sqrt{\frac{k}{m_a} - \frac{b^2}{2m_a^2}}, \quad (2)$$

as well as the frequency of phase mechanical resonance, at which the phases of electromagnetic force and the mover speed coincide:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m_a}}. \quad (3)$$

In the two-mass electromechanical system (Fig. 3), the stator of the motor 1 is fixed to the operating element 2. The mover 3 oscillates under the influence of electromagnetic force  $F_{ev}$  relative to the stator on the springs 4.

The system of equations in the frequency domain will look like this:

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_v &= \underline{I}_v (R_{sv} + j\omega L_v) + j\omega \underline{X} K_{Ev}; \\ -m_a \omega^2 \underline{X} - m_a \omega^2 \underline{X}_b &= K_{Fv} \underline{I}_v - k_v \underline{X} - j\omega b_v \underline{X}; \\ -m_b \omega^2 \underline{X}_b &= -K_{Fv} \underline{I}_v + k_v \underline{X} + j\omega b_v \underline{X} - k_b \underline{X}_b - j\omega b_b \underline{X}_b, \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

where  $\underline{X}_b$  is the displacement of the operating element;  $m_b$  is the mass of the operating element;  $k_v$ ,  $k_b$  are the stiffness factors of the motor and operating element, respectively;  $b_b$  is the load viscous friction factor.

The results of the solution of equations (4) with respect to the oscillation amplitudes are as follows:

– the mover oscillation amplitude relative to the stator:

$$X_m = \frac{K_{Fv} I_{vm} \sqrt{(C_1(-m_b \omega^2 + k_b - m_a \omega^2) + C_2 \omega b_b)^2 + (C_2(m_b \omega^2 - k_b + m_a \omega^2) + C_1 \omega b_b)^2}}{C_1^2 + C_2^2}; \quad (5)$$

– the oscillation amplitude of the operating element:

$$X_{bm} = \frac{K_{Fv} I_{vm} m_a \omega^2}{\sqrt{C_1^2 + C_2^2}}, \quad (6)$$

where  $C_1 = m_a m_b \omega^4 - m_b \omega^2 k_v - m_a \omega^2 k_b + k_b k_v - \omega^2 b_b b_v - m_a \omega^2 k_v$ ;

$C_2 = -\omega^3 b_v m_a - b_v m_b \omega^3 + \omega b_v k_b - b_b m_a \omega^3 + \omega b_b k_v$ .

As follows from (5, 6), the oscillation amplitudes of the mover and the operating element are maximum when the denominators of the expressions have minimal values, and both masses resonate at the same frequencies.

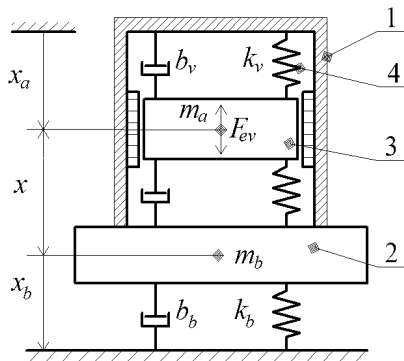


Fig. 3

**Electrical resonance.** In the equivalent circuit according to

Fig. 2,  $b$  the back EMF induced due to the mover motion can be represented, according to the electromechanical analogy approach, the corresponding voltage drop across the equivalent impedance. Then the first equation of system (1) will take the form:

$$\underline{U}_v = \underline{I}_v \left( R_{sv} + j\omega L_v + \frac{j\omega K_{Ev} K_{Fv}}{-m_a \omega^2 + k + j\omega b} \right), \quad (7)$$

where the mechanical component is defined by the expression  $\underline{Z}_{mec} = \frac{j\omega K_{Ev} K_{Fv}}{-m_a \omega^2 + k + j\omega b}$ .

Analysis of equation (7) shows the presence of two electrical resonance frequencies (when the phases of supply voltage and motor current coincide) in the single-mass system which are defined by the expression:

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{K_{Ev} K_{Fv} m_a - L_v b^2 + 2L_v k m_a \pm \sqrt{(-K_{Ev} K_{Fv} m_a + L_v b^2 - 2L_v k m_a)^2 + 4L_v m_a^2 (-K_{Ev} K_{Fv} k - L_v k^2)}}{2L_v m_a^2}}. \quad (8)$$

Moreover, the transition between the inductive and capacitive mechanical reactance occurs at the frequency of phase mechanical resonance (3). Since to achieve electrical resonance, the mechanical reactance must be capacitive (to compensate for the inductive component of the winding electrical reactance  $X_e = \omega L_v$ ), both frequencies of electrical resonance will have values greater than  $\omega_0$ .

Similar considerations are valid for the two-mass electromechanical system, the equivalent mechanical impedance of which will be determined from the system of equations (4), from which:

$$\underline{Z}_{mec} = \frac{K_{Fv} K_{Ev} (C_2 C_3 - \omega^2 b_b C_1) + j K_{Fv} K_{Ev} (C_1 C_3 + \omega^2 b_b C_2)}{C_1^2 + C_2^2}, \quad (9)$$

where  $C_3 = -m_b \omega^3 + \omega k_b - m_a \omega^3$ .

Analysis of expression (9) shows that the dependence of mechanical reactance on frequency has two areas with are inductive reactance and two areas with capacitive one. It follows that, depending on the mechanical and electrical impedances, electrical resonances at four different frequencies can be observed in such a system. On Fig. 4 is shown the dependences of electrical and mechanical reactance on frequency for

the case when the electromechanical system has four resonant frequencies (at points 1, 2, 3 and 4). Here  $R_{mec}$ ,  $X_{mec}$  are the mechanical resistance and reactance, respectively. Obviously, the number of resonances will be determined by the ratio of electrical and mechanical parameters of the motor. In the case of low velocity of moving masses there may be no electrical resonances at all.

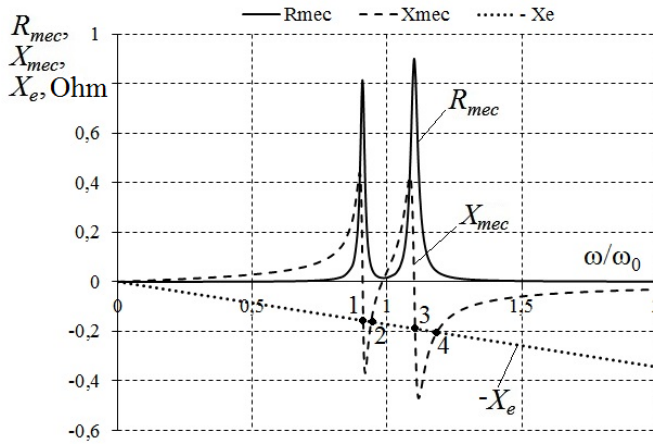


Fig. 4

**Energy resonance.** Mechanical work which is performed by electromagnetic force during the mover motion from the position  $-X_m$  to  $X_m$  can be expressed as:

$$W_{mec} = \int_{-X_m}^{X_m} F_{ev} dx = \frac{\Psi_m I_{vm} \pi^2 X_m \sin \theta}{2\tau}, \quad (10)$$

where  $\Psi_m$ ,  $I_{vm}$  are the amplitudes of flux linkage and winding current, respectively;  $\tau$  is the pole pitch of the machine;  $\theta$  is the phase difference between displacement and current. And here, as before, the harmonic electromagnetic force with amplitude  $F_{em} = K_{Fv} I_{vm} = \frac{I_{vm} \Psi_m \pi}{\tau}$  is considered.

From expression (10) it follows that for constant equivalent circuit parameters and frequency, the mechanical work is proportional to the oscillation amplitude. In the single-mass electromechanical system, the work will be maximum one at the natural frequency defined by expression (2).

According to the equivalent circuit shown in Fig. 2, b, the motor mechanical power can be represented by the following expression:

$$P_{mec} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t F_{ev} v dt = F_{ev} V \cos \theta^* = \frac{K_{Fv}}{K_{Ev}} I_v^2 R_{mec},$$

where  $T$  is the periodic time;  $F_{ev}$ ,  $V$  are the rms values of electromagnetic force and mover speed, respectively;  $\theta^*$  is the phase difference between electromagnetic force and mover speed.

Then the expression for the efficiency of the single-mass electromechanical system will be written in the form:

$$\eta = \frac{P_l}{P_v} = \frac{K_{Fv}^2 \omega^2 (b - b_v)}{K_{Fv}^2 b \omega^2 + R_{sv} \left( (k - m_a \omega^2)^2 + b^2 \omega^2 \right)}, \quad (11)$$

where  $P_l = P_{mec} - P_{mec.f}$  is the output mechanical power;  $P_{mec.f}$  is the power of mechanical losses (losses on viscous friction);  $P_v = P_{mec} + P_R$  is the input power;  $P_R$  is the power of electric losses.

Analysis of expression (11) shows that the maximum efficiency corresponds to the frequency of phase mechanical resonance (3).

A similar expression for efficiency can be obtained for the two-mass electromechanical system. From the equations (4) we can write:

$$\eta = \frac{P_l}{P_v} = \frac{K_{Fv}^2 (C_2 C_3 - \omega^2 b_b C_1) (C_1^2 + C_2^2) - K_{Fv}^2 b_v \omega^2 \left( (C_1 C_4 + C_2 \omega b_b)^2 + (-C_2 C_4 + C_1 \omega b_b)^2 \right)}{\left( K_{Fv}^2 (C_2 C_3 - \omega^2 b_b C_1) + R_{sv} (C_1^2 + C_2^2) \right) (C_1^2 + C_2^2)}. \quad (12)$$

The cumbersome of the obtained expression does not make it possible to determine analytically the resonant frequencies of efficiency, but it is obvious that they are not directly related to either the phase or amplitude resonances of the corresponding masses.

**Force resonance.** The salient-pole design of the mover (see Fig. 1) determines the difference between the permeance along the longitudinal and transverse axes and the emergence, in addition to synchronous, also reluctance electromagnetic force. That is, the total electromagnetic force will have two components:

$$F_{ev} = F_{es} + F_{er} = \frac{d\Psi_{pm}}{dx} i_v + \frac{1}{2} \frac{dL_v}{dx} i_v^2,$$

where  $F_{es}$  is the electromagnetic force due permanent magnets field (synchronous component);  $F_{er}$  is the reluctance electromagnetic force that does not depend on the permanent magnets field and is due to the differ-

ent permeance of the salient-pole mover along the longitudinal and transverse axes;  $\Psi_{pm}$  is the flux linkage due to the field of permanent magnets.

Typical static force-angle characteristics, depending on the mover angular position  $\theta_a = \pi x / \tau$  and the linear displacement  $x$ , are shown in Fig. 5, a (similarly with rotating machines,  $\theta_a$  is the angle between the axes of the mover poles and stator windings).

Dependences of the flux linkage and the inductance on the mover position can be approximated by the expressions:

$$\Psi_{pm} = \Psi_m \sin \frac{\pi x}{\tau}; \quad L_v = L_{av} + L_{vm} \cos 2\pi x / \tau,$$

where  $\Psi_m$  is the flux linkage amplitude;  $L_{av}$ ,  $L_{vm}$  are the mean and amplitude values of the stator winding inductance, respectively (Fig. 5, b).

The symmetry of the synchronous electromagnetic force curve  $F_{es}$  with respect to the abscissa and ordinate axes makes it possible to represent this dependence on the displacement as a polynomial of the second order:

$$F_{es} = \left( \frac{\Psi_m \pi}{\tau} - \frac{4\Psi_m \pi}{\tau^3} x^2 \right) i_v. \quad (13)$$

Expression (13) takes into account that in the position relative to which the mover oscillates ( $x = 0$ ), the flux linkage due to the field of magnets is zero (Fig. 5, b) and the synchronous component has the maximum value  $F_{es} = \Psi_m \pi / \tau i_v$ . At the positions  $x = \pm\tau/2$  the force is zero  $F_{es} = 0$  (see Fig. 5, a). Hence, we obtain the corresponding coefficients of the polynomial (13).

The mechanical work of the synchronous electromagnetic force in the range of the mover motion from the position  $-X_m$  to  $X_m$  is equal to

$$W_{mecs} = \int_{-X_m}^{X_m} F_{es} dx = \frac{\Psi_m I_{vm} \pi^2 X_m \sin \theta (\tau^2 - X_m^2)}{2\tau^3}. \quad (14)$$

From expression (14) it follows that the work of the synchronous component is always positive, because the phase difference between displacement and current  $\theta$  in the operating mode is close to  $90^\circ$  and the mover amplitude  $X_m$  is always less than the pole pitch  $\tau$ .

The dependence of the reluctance electromagnetic force on the displacement can be represented by a polynomial of the third order in form:

$$F_{er} = \left( \frac{64\pi L_{vm}}{3\tau^4} x^3 - \frac{16\pi L_{vm}}{3\tau^2} x \right) i_v^2. \quad (15)$$

Expression (15) takes into account that  $F_{er} = 0$ , when  $x = \pm\tau/2$  (Fig. 5, a), and  $F_{er} = \pm \frac{\pi L_{vm}}{\tau} i_v^2$  when  $x = \pm\tau/4$ . Hence, we obtain the corresponding coefficients of the polynomial (15).

Mechanical work of the reluctance component:

$$W_{mecr} = \int_{-X_m}^{X_m} F_{er} dx = \frac{2\pi^2 L_{vm} I_{vm}^2 X_m^2 \sin 2\theta (2X_m^2 - \tau^2)}{3\tau^4}. \quad (16)$$

Since the expression in parentheses  $(2X_m^2 - \tau^2)$  in the operating mode is always negative, the work will have a positive value if  $\theta > \pi/2$ , i.e. when  $\omega > \omega_0$ , and a negative value if  $\theta < \pi/2$ . Therefore, the reluctance electromagnetic force in the oscillating mode performs useful work at frequencies higher than the natural frequency  $\omega_0$ , and at  $\theta = \pi/2$  its value is zero.

The phase difference at which the work performed by both electromagnetic force components (synchronous and reluctance) is maximum will be determined from the equation:

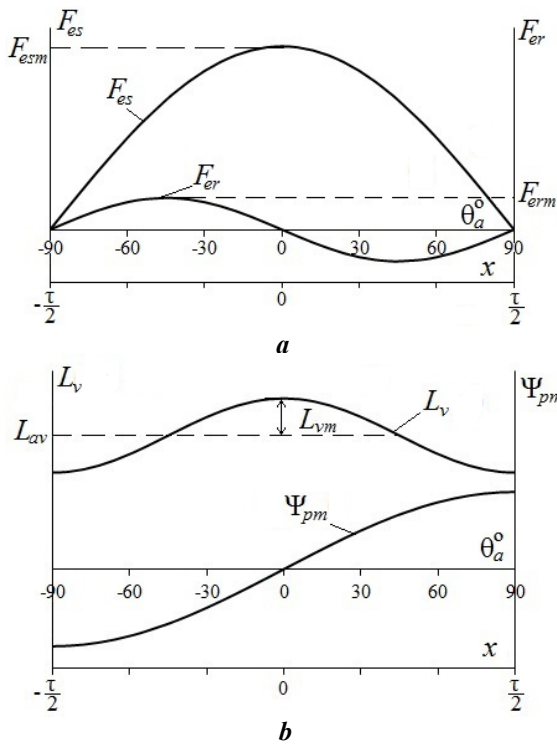


Fig. 5

$$\partial(W_{mecs} + W_{macr})/\partial\theta = 0,$$

whence

$$\theta = \arccos \left( \frac{-3\Psi_m \tau (\tau^2 - X_m^2) + \sqrt{9\Psi_m^2 \tau^2 (\tau^2 - X_m^2)^2 + 2 \cdot 16^2 L_{vm}^2 I_{vm}^2 X_m^2 (2X_m^2 - \tau^2)^2}}{32L_{vm} I_{vm} X_m (2X_m^2 - \tau^2)} \right). \quad (17)$$

Analysis of expression (17) shows that within the operating amplitudes of oscillations ( $X_m < \tau/2$ ) the optimal phase difference increases with increasing winding current  $I_{vm}$  and amplitude of inductance  $L_{vm}$ . That is, with an increasing reluctance electromagnetic force and oscillation amplitude.

The above expressions and dependencies are obtained on the basis of equivalent circuits with lumped constant parameters. Obviously, a number of nonlinear effects associated with fringing fluxes, saturation, electromagnetic force harmonics, etc., can significantly affect the electromechanical behavior of the system. Therefore, the results of the above analysis of resonant modes, which are quite useful for preliminary modeling, must be verified using more accurate models. As the latter, the corresponding field models are usually used, which provide high accuracy of the calculation with the correct formulation of the problem.

**Field research.** To solve the field problem we will use the results of the study presented in [11], where the design parameters of the motor are obtained in accordance with the specified optimization criteria (costs, force-volume ratio, efficiency) and the mechanical load parameters. The basic parameters of the machine are given in Table.

Here  $D_{pm}$ ,  $D_0$ ,  $\tau_{pm}$  are the outer and inner diameters, as well as the width of the permanent magnet (SmCo<sub>5</sub> with a remanent flux density 0.9 T), respectively;  $2p$  is the number of mover poles;  $n_{sp}$  is the number of stator slots per pole;  $\tau$  is the pole pitch;  $h_t$  is the height of the stator tooth;  $D_e$  is the outer diameter of the stator;  $\tau_t$ ,  $\tau_s$  are the width of the tooth and slot of the stator, respectively. The table also shows the values of efficiency  $Eff$ , power factor PF and input power  $P_v$ , obtained from the results of the preliminary simulation.

**Table**

$D_{pm}-D_0-\tau_{pm}$ , mm	$2p/n_{sp}$	$\tau$ , mm	$h_t$ , mm	$D_e$ , mm	$\tau_t$ , mm	$\tau_s$ , mm	$\tau_s$ , mm	$Eff$	PF	$P_v$ , W
50-22-14	5/4	28.2	13.5	91.9	17	3.55	3.5	0.7163	0.9052	1094

Due to the axial symmetry of the machine (see Fig. 1), the problem was solved in axisymmetric formulation, based on the equations of the quasi-stationary magnetic field in the time domain with Comsol Multiphysics simulation software [12]. The mechanical calculation was performed in conjunction with the field calculation, as the problems are interrelated. For this purpose, a moving type of calculation mesh in the mover region was used, the displacement of which is determined by the result of solving the force balance equation. The corresponding system of equations has the form:

$$\left. \begin{aligned} u_v &= i_v R_{sv} + \sum_{n=1}^{n_s} \frac{w_s}{S} \int_{S_n} \frac{\partial 2\pi r A_\varphi}{\partial t} dS_n; \\ m_a \frac{d^2 x}{dt^2} &= F_{ev} - kx - b \frac{dx}{dt}, \end{aligned} \right\},$$

where  $n_s$  is the number of stator slots;  $w_s$  is the number turns per slot;  $A_\varphi$  is the vector magnetic potential ( $\varphi$  component);  $S$  is the cross section of the stator slot.

The value of the electromagnetic force was determined by integrating the Maxwell stress tensor  $\mathbf{T}$  on the mover surface according to the expression:

$$\mathbf{F}_{ev} = \int_{s_a} 2\pi r \mathbf{n} \mathbf{T} ds_a,$$

where  $\mathbf{n}$  is the unit vector of the external normal to the mover surface  $s_a$ ;  $r$  is the distance from the axis of symmetry to the integration surface. The axial component of the force was calculated.

The results of the magnetic field calculation are shown in Fig. 6, *a*. The calculations refer to the case of the rms value winding current 2.9 A with a frequency  $f = 79.6$  Hz. The mover position  $x = 0$ . The parameters of the mechanical equivalent circuit are as follows:  $k = 1187511$  N/m;  $b = 110$  kg/s;  $m_a = 4.7$  kg.

The motor electromechanical characteristics depending on the relative frequency  $\omega/\omega_0$  are shown in Fig. 6, *b*. The per unit system and degree angular measure are used to build the characteristics.



The following values are accepted as base: base frequency  $\omega_b = \omega_0 = \sqrt{k/m_a}$ ; oscillation amplitude  $X_b = \tau/2$ ; current  $I_b = I_{v.nom}$ ; electromagnetic force  $F_b = K_{Fv}I_b$ ; base speed  $V_b = \omega_b X_b$ ; power  $P_b = 0.5F_b V_b$ .

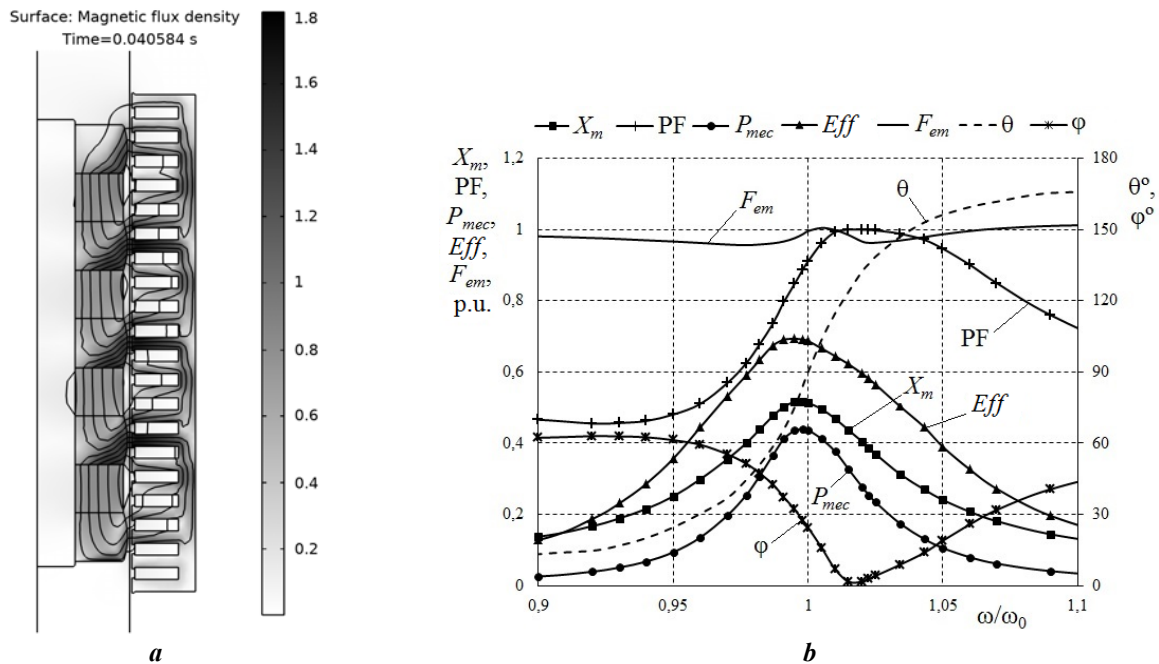


Fig. 6

As follows from the data obtained, the most effective, from the point of view of the implementation of resonant operating modes, is the frequency range within  $\omega/\omega_0 = 0.99-1.01$ . The frequency of mechanical resonance, at which the oscillation amplitude  $X_m$  is maximum, is about  $\omega/\omega_0 = 0.998$ . This value is slightly less than that defined by expression (2) which is determined by the presence of electromagnetic damping and the corresponding losses and, as a result, an increase in the factor  $b$ .

The highest value of the power factor PF is close to 1 and corresponds to the phase shift  $\varphi = 1.6^\circ$ . The electrical resonance, for the given motor parameters, is not observed, but this mode can be achieved by increasing the current and amplitude of oscillation.

The maximum output mechanical power of the motor is  $P_{mec} = 732.6$  W at the frequency  $\omega/\omega_0 = 0.998$ , corresponding to mechanical resonance. Quite close in frequency ( $\omega/\omega_0 = 0.995$ ) is the maximum efficiency, which is equal to 0.693.

It can be noted that the amplitude of electromagnetic force  $F_{em}$  increases with the approach of the phase difference  $\theta$  (angle between the phases of current and displacement) to  $90^\circ$ . In this mode, the maximum current coincides with the moment when the mover passes the position  $x = 0$ , and according to expression (13), the synchronous electromagnetic force is maximum. But the maximum of the total electromagnetic force corresponds to the angle  $\theta = 103.6^\circ$ , which is explained by the influence of the reluctance component.

In general, the electromechanical system has a predictable behavior and the existent resonances are consistent with the analysis given in the paper. Obviously, the simultaneous ensuring of optimal electromechanical characteristics is impossible. If we consider the maximum efficiency and amplitude of oscillations as the optimal mode, then in this case we should expect a decrease in the power factor and electromagnetic force, the maxima of which are at frequencies  $> \omega_0$ . It is also necessary to take into account the presence of nonlinear effects inherent in linear permanent magnet vibratory motors, which requires the use of rather accurate, in particular field models during their design.

**Conclusions.** As a result of the conducted analytical research the electromechanical resonant frequencies of the linear permanent magnet vibratory motor were determined. In the single-mass electromechanical system, there are two frequencies of electrical resonance, when the phases of supply voltage and motor current coincide. An increase in the number of moving masses leads to a corresponding increase in the number of resonant frequencies that could theoretically occur in such systems. The presence of electrical resonances directly depends on the back EMF, and in practice they cannot always be implemented at all possible frequencies, as this requires an increase in the magnetic field and the speed of the mover. In addition, the maximum efficiency and oscillation amplitude correspond to frequencies  $< \omega_0$ , when it is impossible to

achieve electrical resonances without artificial compensation. The amplitude value of the electromagnetic force is maximum when  $\omega > \omega_0$ , due to the influence of the reluctance component, and does not correspond to the maximum values of efficiency and output mechanical power of the motor.

1. Gieras J.F., Piech Z.J., Tomczuk B. Linear synchronous motors. Transportation and automation systems. CRC Press, 2012. 520 p.
2. Won-jong K., Murphy B.C. Development of a novel direct-drive tubular linear brushless permanent-magnet motor. 38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference. 2003. Vol. 3. Pp. 1664-1671. DOI: <https://doi.org/10.1109/IAS.2003.1257779>.
3. Lu H., Zhu J., Guo Y. Development of a slotless tubular linear interior permanent magnet micromotor for robotic applications. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2005. Vol. 41. No 10. Pp. 3988-3990. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2005.855158>.
4. Akhondi H., Milimonfared J. Design and optimization of tubular permanent magnet linear motor for electric power steering system. *Journal of Asian Electric Vehicles*. 2009. Vol. 7. No 2. Pp. 1283-1289. DOI: <https://doi.org/10.4130/jaev.7.1283>.
5. Chernov O.O., Monchenko M.Yu. Energy efficiency of the vibratory device electromagnetic drive system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 20-25. DOI: <https://doi.org/10.15407/teched2016.01.020>.
6. Bondar R.P., Podoltsev A.D. Complex model with frequency dependent parameters for electrodynamic shaker characteristics. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 1. Pp. 44-51. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/teched2017.01.044>.
7. Tsutomu M., Takuya Y., Masaki T., Makoto U., Hideo Y., Kouyou S., Hajime Y. A novel efficiency measurement of moving-magnet-type linear oscillatory actuator. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*. 2002. Vol. 15. No 1-4. Pp. 163-167.
8. Bondar R.P. Research of the magnetoelectric linear oscillatory motor characteristics during the work on elastoviscous loading. *Electrical engineering & electromechanics*. 2019. No 1. Pp. 9-16. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.1.02>.
9. Wang J. Performance evaluation of fractional-slot tubular permanent magnet machines with low space harmonics. *Archives of Electrical Engineering*. 2015. Vol. 64. No 4. Pp. 655-668. DOI: <https://doi.org/10.1515/ae-2015-0049>.
10. Yatchev I., Gueorgiev V., Ivanov R., Hinov K. Simulation of the dynamic behaviour of a permanent magnet linear actuator. *Facta universitatis - series: Electronics and Energetics*. 2010. Vol. 23. No 1. Pp. 37-43. DOI: <https://doi.org/10.2298/FUEE1001037Y>.
11. Bondar R.P. Optimization approach to determination of constructional parameters of a linear permanent magnet vibratory motor. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 1. Pp. 33-40. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/teched2022.01.033>.
12. Comsol Multiphysics. URL: <http://www.comsol.com/> (accessed at 06.04.2022).

УДК 621.313.323

## РЕЗОНАНСНІ РЕЖИМИ ЛІНІЙНОГО МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНОГО ДВИГУНА ВІБРАЦІЙНОЇ ДІЇ

Р.П. Бондар, докт. техн. наук

Київський національний університет будівництва і архітектури,

пр. Повітрофлотський, 31, Київ, 03037, Україна, e-mail: [rpbondar@gmail.com](mailto:rpbondar@gmail.com)

Розглянуто резонансні режими роботи лінійного магнітоелектричного двигуна вібраційної дії. На підставі електричних та механічних схем заміщення із зосередженими параметрами отримано вирази для визначення частот механічного, електричного, енергетичного та силового резонансів. Представивши згідно методу електромеханічних аналогій індуковану внаслідок руху якоря ЕРС відповідним падінням напруги, отримано вирази для еквівалентних механічних опорів. Обґрунтовано наявність двох частот електричного резонансу (коли збігаються фази напруги живлення та струму двигуна) в одномасовій електромеханічній системі та чотирьох – у двомасовій. Отримано залежності енергетичних характеристик двигуна (механічної роботи та ККД) від параметрів його схеми заміщення. На підставі виразу для реактивної компоненти електромагнітної сили знайдено механічну роботу та показано її залежність від фазового кута коливань. Визначено фазовий кут, за якого сумарна механічна робота двигуна є максимальною. Показано, що результати аналізу резонансних режимів добре узгоджуються з результатами чисельного польового дослідження, проведеного на підставі рівнянь квазістаціонарного магнітного поля в часовій області з використанням методу скінченних елементів та рухомого типу розрахункової сітки в області якоря. Бібл. 12, рис. 6, табл. 1.

**Ключові слова:** електричний резонанс, енергетичні характеристики, лінійний магнітоелектричний двигун, метод електромеханічних аналогій, метод скінченних елементів.

Надійшла 06.04.2022

Остаточний варіант 05.06.2022

## ЗАСТОСУВАННЯ КОМБІНОВАНОЇ СХЕМИ ОДНОФАЗНОГО ВКЛЮЧЕННЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ЯК ЗАСІБ ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ ГІДРОПРИВОДУ ПОСТУПАЛЬНОГО РУХУ

Ю.В. Шуруб<sup>1\*</sup>, канд.техн.наук, Ю.Л. Цицюрський<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

<sup>2</sup> Національний університет біоресурсів і природокористування України,  
вул. Героїв Оборони, 15, Київ, 03041, Україна.

E-mail: [yvshur@ukr.net](mailto:yvshur@ukr.net)

*Розглянуто особливості режимів роботи гідроприводу поступального руху з дросельним регулюванням швидкості, у якому як первинний виконавчий механізм використовується асинхронний двигун з однофазним живленням. Запропоновано комбіновану схему включення такого виконавчого двигуна з фазозміщуючим конденсатором, що дає змогу підвищити його енергоефективність у режимах прямого та зворотного ходу штока гідродвигуна за зміни ступеня відкриття регульовального клапану гідроприводу за рахунок перемикання силових схем та використання регулювання напруги живлення. Бібл. 10, рис. 6, табл. 1.*

**Ключові слова:** гідропривод, асинхронний двигун, фазозміщуючий конденсатор, однофазне живлення.

**Вступ.** Регульовані гідроприводи використовуються як виконавчі пристрої у машинобудуванні, підйомно-транспортних механізмах тощо [1, 2]. У свою чергу регульований гідропривод являє собою керований технічний комплекс, який містить у собі як об'єкт керування гідродвигун, як керуючі елементи – гідронасос із змінною продуктивністю або регульовальний клапан, як силові виконавчі механізми – первинний електродвигун, у більшості випадків асинхронний. У разі однофазного живлення первинного асинхронного двигуна (АД) може бути використана схема включення асинхронного двигуна з фазозміщуючим конденсатором [3-5].

В залежності від виду гідродвигуна гідроприводи можуть бути обертального або поступального руху. Гідродвигуном поступального руху є гідроциліндр, швидкість якого може регулюватися двома способами: зміною продуктивності гідронасосу (об'ємне регулювання) та зміною гідравлічного опору трубопроводу (дросельне регулювання). Об'ємне регулювання має вищі ККД та стабільність швидкості, ніж гідропривод з дросельним регулюванням, але потребує гідронасос регульованою продуктивністю, що значно збільшує вартість гідропривода. Більш економічним за капітальними вкладеннями способом зміни швидкості гідродвигуна є зміна гідравлічного опору за допомогою регульовального клапану. Причому момент навантаження первинного електродвигуна у разі зміни ступеня відкриття регульовального клапану змінюється у широких межах.

Застосування регульованого за напругою асинхронного електропривода дає змогу знизити енергоспоживання недовантаженого АД, забезпечивши його роботу на регульовальній характеристиці з постійним оптимальним ковзанням за напруги живлення менше номінальної [6, 7]. Економія електроенергії буде тим більшою, чим менше навантаження та більше часу роботи двигуна з недовантаженням.

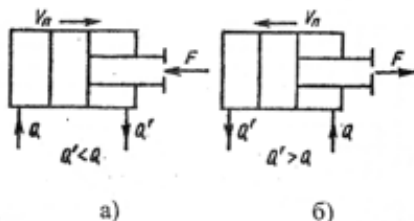


Рис. 1

При цьому слід враховувати, що гідроциліндри можуть бути з двостороннім та одностороннім штоком. У гідроциліндрах з двостороннім штоком швидкості переміщення поршня за прямого та зворотного ходу однакові. У найбільш поширених гідроциліндрах з одностороннім штоком швидкість прямого ходу (рис. 1, а) не дорівнює швидкості зворотного ходу (рис. 1, б) через те, що ефективна площа перетину штока поршня з однієї сторони менша, ніж з іншої. Відповідно і витрати  $Q$  робочої рідини у напірній лінії не дорівнюють витратам  $Q'$  робочої рідини у зливній лінії.

Тому за прямого та зворотного ходах одностороннього штоку гідроциліндра первинний електродвигун працює з різними навантаженнями. Дослідження [2] показують, що момент навантаження первинного електродвигуна під час зворотного ходу може досягати 0,2...0,4 моменту

навантаження у разі прямого ходу штоку. Тобто первинний електродвигун протягом технологічного циклу працює в режимі роботи із змінним навантаженням.

**Метою роботи** є обґрунтування доцільності застосування та дослідження комбінованої схеми включення у однофазну мережу регульованого за напругою асинхронного виконавчого двигуна гідроприводу поступального руху з дросельним регулюванням, що дало б змогу збільшити його енергоефективність як у разі зміни ступеня відкриття регульовального клапану гідроприводу, так і зворотного ходу одностороннього штоку гідроциліндру.

**Обґрунтування доцільності використання комбінованої схеми.** Використання у однофазних електроприводах (ЕП) відомих схем включення трифазного двигуна з фазозміщуючим конденсатором з постійною ємністю може значно погіршувати енергетичні характеристики електроприводу під час роботи у режимах із змінним навантаженням [8, 9]. Використання конденсатора з регульованою ємністю збільшує масо-габаритні показники ЕП. Тому пропонується застосування комбінованої схеми ЕП із змінною структурою силової частини та постійною ємністю фазозміщуючого конденсатора (рис. 2). Обмотки двигуна у режимі навантажень, близьких до номінальних, що відповідають прямому ходу штоку, вмикаються за схемою «зірка» Штейнметца (положення 1 контактора К). У режимі роботи з малими навантаженнями, що відповідають зворотному ходу штоку, – за схемою "зірка з нульовим проводом" з самозбудженням конденсаторної фази через ротор, що обертається (положення 2 контактора К). Регулювання двигуна за напругою для кожної із схем через зміну ступеня відкриття регульовального клапану гідроприводу відбувається за допомогою тиристорного регулятора напруги (ТРН). Отже, тут здійснюється комбіноване регулювання, що сполучає в собі дискретне та плавне.

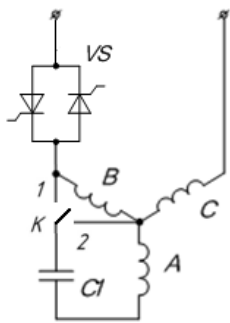


Рис. 2

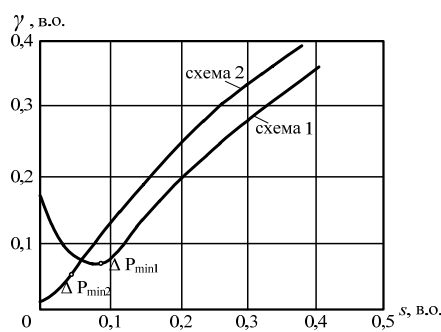


Рис. 3

Надалі схему силової частини під час положення контактора 1 на рис. 2 називатимемо схемою 1, а схему у разі положення контактора 2 – схемою 2. На рис. 3 наведено залежності коефіцієнта несиметрії  $\gamma = U_n/U_p$  від ковзання  $\gamma$  для цих схем на прикладі АД 4А71В2У3 з конденсатором ємністю  $C = 20$  мкФ, отриманих за методикою [10]. З цих графіків видно, що схема 2, на відміну від схеми 1, має мінімум коефіцієнта несиметрії на холостому ході. Отже, виявляється доцільним за малих наванта-

женнях здійснювати перемикання зі схеми "зірка" Штейнметца на схему "зірка з нульовим проводом", при цьому ємність конденсатора залишається незмінною.

Схема "зірка з нульовим проводом" 2 не має пускового моменту. Проблема пуску для неї може вирішуватися за допомогою включення двигуна в пусковому режимі за схемою Штейнметца 1.

**Математична модель.** Схема комбінованого включення має два варіанти з'єднання силової частини. Для аналізу процесів у цій схемі у разі тиристорного керування розроблено узагальнену математичну модель, у якій структура диференціальних рівнянь залишається незмінною незалежно від схеми з'єднання силової частини.

В системі координат статора  $\alpha, \beta, 0$  електромеханічні процеси в асинхронному ЕП описуються наступною системою рівнянь в матричній формі

$$\begin{aligned} \bar{u}_s &= R_s \cdot \bar{i}_s + \sigma \cdot L_s \cdot p \bar{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \cdot p \bar{\psi}_r ; \\ 0 &= -R_r \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \bar{i}_s + \frac{R_r}{L_r} \cdot \bar{\psi}_r + p \bar{\psi}_r + \omega \cdot \bar{\psi}_r ; \\ M &= \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\psi_\alpha^r \cdot i_\beta^s - \psi_\beta^r \cdot i_\alpha^s) ; \quad J \frac{d\omega}{dt} = M - M_c , \end{aligned} \quad (1)$$

де  $\bar{u}_s = |u_\alpha^s, u_\beta^s|^t$  – вектор напруг статора;  $\bar{i}_s = |i_\alpha^s, i_\beta^s|^t$  – вектор струмів статора;  $\bar{\psi}_r = |\psi_\alpha^r, \psi_\beta^r|^t$  – вектор потокосцеплень ротора;  $L_s = L_m + L_{\sigma s}$ ,  $L_r$  – повні індуктивності статора і ротора;  $L_m$  – індуктивність

намагнічуючого контуру;  $L_{\sigma s}$  – індуктивність розсіювання статора;  $R_s, R_r$  – активні опори статора і ротора;  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r \cdot L_s}$  – коефіцієнт розсіювання;  $J$  – момент інерції;  $\bar{\omega} = \begin{vmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{vmatrix}$  – матриця, що визначає ЕРС обертання;  $p$  – символ диференціювання по часу.

Рівняння зв'язку між струмами у ортогональній системі координат статора  $\alpha, \beta, 0$  та струмами у фазній системі координат  $A, B, C$  мають вигляд

$$\begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix}; \quad \begin{vmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{vmatrix}. \quad (2)$$

Рівняння зв'язку між напругами мають такий самий вигляд.

Оскільки для схеми "зірка" виконується рівність  $i_{sA} + i_{sB} + i_{sC} = 0$ , то струм статора нульової послідовності  $i_0^s$  у схемі 1 дорівнює нулю. Для схеми "зірка з нульовим проводом" (схема 2), оскільки  $i_{sB} = -i_{sC}$ , з (2) отримаємо  $i_0^s = \frac{1}{3} i_{sA}$  та  $i_{sA} = i_\alpha^s + i_0^s$ . Тоді  $i_0^s = \frac{1}{2} i_\alpha^s$ . Напруга нульової послідовності за припущення, що індуктивний опір нульової послідовності визначається тільки розсіюванням статорної обмотки, знаходиться за рівнянням

$$3u_0^s = R_s i_0^s + L_{\sigma s} \cdot p i_0^s. \quad (3)$$

Використання законів Кірхгофа для кожної з схем та виразів (2)-(3) показує, що загальний вираз для визначення вектора напруг статора (ліва частина першого рівняння (1)) має вигляд

$$\bar{u}_s = \bar{k}_1 \cdot u + \frac{1}{C_1} \cdot \bar{k}_2 \cdot \frac{1}{p} \bar{i}_s + L_m \cdot \left( \frac{L_m}{L_r} - 1 \right) \cdot \bar{k}_3 \cdot p \bar{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \cdot \bar{k}_4 \cdot p \bar{\psi}_r'. \quad (4)$$

У правій частині виразу (4) перша складова обумовлена дією напруги мережі, друга – напругою на конденсаторі, третя – дією протиЕРС від струмів нульової послідовності, четверта – протиЕРС обертання.

Числові значення матриць коефіцієнтів  $\bar{k}_1 - \bar{k}_4$ , що дають змогу зв'язати вектор напруги статора двофазної моделі АД в координатах статора  $\alpha, \beta, 0$ , з параметрами зовнішнього кола двигуна (напруга мережі, ємність конденсатора) і змінними стану, наведено у табл. в залежності від

1	2	$\bar{k}_1$	$\bar{k}_2$	$\bar{k}_3$	$\bar{k}_4$
1	1	2/3 0	-1/6    -1/2√3 -1/2√3    -1/2	0 0 0 0	0 0 0 0
	0	0 0	0    0 -1/2√3    -1/2	0 0 0 0	1 0 0 0
2	1	2/3 1/√3	-1 0 0 0	-1/3 0 0 0	1/3 0 0 0
	0	2/3 0	-1 0 0 0	-1/3 0 0 0	0 0 0 1

положення комутатора К (стовпець 1) і стану (провідного чи непровідного) тиристорного регулятора (стовпець 2).

Робота тиристорного регулятора описується логічною функцією

$$F = X_1 \cdot \Pi + Y_1 + X_2 \cdot \Pi + Y_2, \quad (5)$$

де логічні функції  $Y_1, Y_2$  відповідають ненульовому значенню струмів через тиристри, логічні функції  $X_1, X_2$  – зворотним напругам на тиристорах,  $\Pi$  – перемикаюча функція, що відповідає сигналу керування тиристорами.

Перемикаюча функція  $\Pi$  за

фазового керування має наступний вигляд:

$$\begin{aligned} \Pi &= 1 \text{ за } \alpha + \pi \cdot k < \omega_0 \cdot t < (\alpha + \theta) + \pi \cdot k; \\ \Pi &= 0 \text{ за } 0 + \pi \cdot k < \omega_0 \cdot t < \alpha + \pi \cdot k \cup (\alpha + \theta) + \pi \cdot k < \omega_0 \cdot t < \pi + \pi \cdot k, \end{aligned} \quad (6)$$

де  $\alpha$  – кут керування тиристорами (в ел. град.);  $\omega_0$  – частота напруги живлення;  $\theta$  – тривалість імпульсів керування (в ел. град.), що обираються з умов надійного відкриття тиристорів;  $k = 0, 1, 2, 3, \dots$



Для надійного відкриття тиристорів система керування ТРН повинна формувати імпульси тривалістю не менше, ніж 70 ел. град.

Провідному стану тиристорного регулятора відповідає значення  $F = 1$ , невідному  $F = 0$ .

Таким чином, зміна структури силового кола не вимагає зміни системи диференціальних рівнянь, а супроводжується тільки зміною коефіцієнтів  $\bar{k}_1 - \bar{k}_4$  в рівнянні (4).

Оцінку енергетичних характеристик даної схеми у різних режимах роботи можливо надати за допомогою ККД, що розраховується за формулою

$$\eta = \frac{\int_0^T p_{MEK}(t) dt}{\int_0^T p_{EЛ}(t) dt} = \frac{\int_0^T M(t) \omega(t) dt}{\int_0^T u(t) i_{sc}(t) dt} \quad (7)$$

Криві зміни у часі лінійного струму  $i$  та миттєвого електромагнітного моменту  $M$  за з'єднання обмоток двигуна за схемою Штейнметца показано на рис. 4.

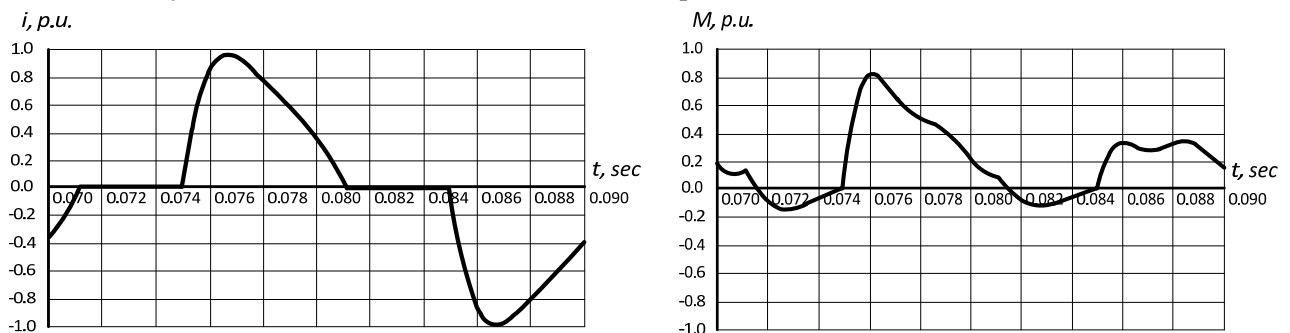


Рис. 4

Гармонійний аналіз лінійного струму двигуна показав, що амплітуда третьої гармоніки може досягати за кутів  $\alpha$ , більших за 90 ел. град., до 60% амплітуди основної гармоніки. Поліпшення гармонійного складу струму статора  $i$ , як наслідок, підвищення ККД двигуна можливо шляхом перемикання схеми з'єднання обмоток двигуна в залежності від величини навантаження. У разі глибокої зміни навантаження доцільно застосовувати комбіноване регулювання, що сполучає в собі дискретне та плавне. Дискретне здійснюється шляхом перемикання схем з'єднання обмоток. В рамках кожної ступені здійснюється плавне регулювання напруги шляхом зміни кута відкриття вентилів ТРН.

Оптимальне ковзання, що відповідає мінімуму втрат  $\Delta P_{\min}$ , в схемі 2 менше, ніж в схемі 1 (рис. 3), що вимагає використовувати для різних схем різні сигнали завдання у системі регулювання, що має стабілізувати ці значення оптимальних ковзань. Це ускладнює технічну реалізацію системи регулювання. Але для первинного двигуна гідроприводу схема 1 рекомендується для використання за прямого ходу штока гідродвигуна за близьких до номінальних моментів навантаження, а схема 2 – за зворотного хода, коли моменти навантаження є малими порівняно з моментами за прямого хода. Це дає змогу узгодити зміну сигналу завдання ковзання та зміну силової схеми до зміни напрямку руху штока гідродвигуна.

На рис. 5 показано графіки залежностей ККД, розрахованих за (7) у припущенні незмінності параметрів схем заміщення та неврахуванні механічних, додаткових втрат та втрат у сталі, від навантаження на валу двигуна за постійної напруги живлення АД, включеного за схемою Штейнметца, ємності фазозсуваючого конденсатора  $C = 20$  мкФ (крива 1), в режимі оптимізації, що досягається шляхом стабілізації оптимального за даної ємності для схеми 1 ковзання  $S = 0,08$ , за синусоїдальній регульованій напрузі (крива 2) і живленні від ТРН для схеми 1 (крива 3) та для схеми 2 (крива 4). Відзначимо, що за навантаженнях  $0 < M < 0,4 M_n$  ККД двигуна, що включений за схемою 2, більше, ніж ККД двигуна, включеного за схемою 1. Це пояснюється тим, що під час включення двигуна за схемою "зірка з нульовим проводом" до обмоток двигуна прикладається система напруг прямої послідовності меншою в порівнянні зі схемою "зірка" амплітуди, при цьому обидві схеми мають приблизно однаковий коефіцієнт несиметрії за однакового навантаження. На рис. 6 показано залежності кута керування тиристорами від навантаження для двох схем у разі реалізації закону стабілізації оптимального ковзання. Видно, що схема "зірка з нульовим проводом" (схема 2)

дає можливість отримати малі амплітуди напруг прямої послідовності за менших кутах відкриття тиристорів і, отже, меншому спотворенні струму вищими гармоніками, ніж схема "зірка" (схема 1). Тому, використовуючи схему 2, можна отримати малі амплітуди напруги за низьких моментів навантаження за більш низького у порівнянні зі схемою 1 вмісті вищих гармонік струму та, як наслідок, більш високому ККД.

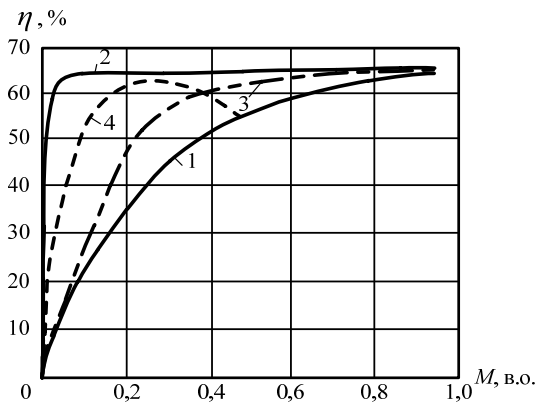


Рис. 5

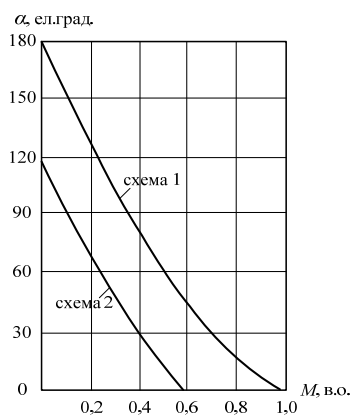


Рис. 6

Необхідно відзначити, що за малих навантажень амплітуда третьої гармоніки струму в схемі 1 досягає значення  $0,6 I_1$ , тоді як в схемі 2 амплітуда третьої гармоніки не перевищує значення  $0,2 I_1$  у всьому діапазоні навантаження. Тут  $I_1$  – амплітуда першої гармоніки струму.

Таким чином, якщо за змінному навантаженні в точці, що відповідає моменту  $0,4 M_n$ , здійснювати перемикання обмоток двигуна зі схеми з'єднання "зірка" на схему з'єднання "зірка з нульовим проводом", то можна домогтися, по-перше, значного зменшення вмісту вищих гармонік за малих навантажень, по-друге, зменшення коефіцієнта несиметрії та, як наслідок, підвищення ККД двигуна.

випливає можливість отримати малі амплітуди напруг прямої послідовності за менших кутах відкриття тиристорів і, отже, меншому спотворенні струму вищими гармоніками, ніж схема "зірка" (схема 1). Тому, використовуючи схему 2, можна отримати малі амплітуди напруги за низьких моментів навантаження за більш низького у порівнянні зі схемою 1 вмісті вищих гармонік струму та, як наслідок, більш високому ККД.

#### Висновки.

Обґрунтовано доцільність використання комбінованої схеми включення у однофазну мережу регульованого за напругою асинхронного двигуна як виконавчого механізму гідроприводу поступального руху з дросельним регулюванням. Ця схема дає змогу збільшити енергоефективність виконавчого асинхронного двигуна за рахунок зменшення вмісту вищих гармонік та зменшення коефіцієнта несиметрії за змінних навантажень як у разі зміні ступеня відкриття регульовального клапану гідроприводу, так і зворотному ході одностороннього штоку гідроциліндру.

Роботу виконано за держбюджетною темою "Наукові засади та засоби комплексного проектного синтезу асинхронних машин енергоефективних і ресурсозберігаючих електромеханічних систем" (шифр «АСЕЛМА-К»). Державний реєстраційний номер 0117U007715. КПКВК 6541030.

1. Бугай Ю.Н., Огородніков П.І., Палішкін Н.А. Гідравліка, гідромашини і гідропривод. К.: МНТУ, 2002. 388 с.
2. Дідур В.А., Савченко О.Д., Пастушенко С.І., Мовчан С.І. Гідравліка, сільськогосподарське водопостачання та гідропневмопривод. Запоріжжя: Прем'єр, 2005. 461 с.
3. Попович О.М., Бібік О.В. Пошук і оцінка шляхів підвищення енергоефективності моноблочного насосу за застосування комплексного проектування. *Вісник НТУ ХПІ. Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії*. 2018. № 5. С. 79–82.
4. Malyar V., Hamola O., Maday V. Calculation of capacitors for starting up a three-phase asynchronous motor fed by single-phase power supply. 17th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering CPEE2016. Sandomierz, Poland, September 14-17, 2016. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEE.2016.7738735>.
5. Маляр В.С., Маляр А.В. Механічні характеристики трифазних асинхронних двигунів при однофазному живленні. *Електротехніка і електромеханіка*. 2016. № 3. С. 21–24. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2016.3.03>.
6. Zigirkas G., Kalomiros J. Voltage control of single-phase induction motors using asymmetrical PWM and fuzzy logic. 5th International Conference on Modern Circuits and Systems Technologies (MOCASST). Thessaloniki, Greece, May 12-14, 2016. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/MOCASST.2016.7495119>.
7. Eltamaly A.M., Alolah A.I., Hamouda R., Abdulghany M.Y. A novel digital implementation of AC voltage controller for speed control of induction motor. *International Journal of Power and Energy Conversion*. 2010. Vol. 2. No 1. Pp. 78–94.
8. Торощев Н.Д. Трехфазный асинхронный двигатель в схеме однофазного включения с конденсатором. М.: Энергоатомиздат, 1988. 95 с.

9. Шуруб Ю.В., Василенков В.Є., Цицюрський Ю.Л. Дослідження властивостей комбінованої схеми однофазного включення асинхронного електроприводу насосних установок. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 6. С. 50–53. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.050>

10. Шуруб Ю.В., Цицюрський Ю.Л. Аналітична методика для визначення оптимальних параметрів та схем регульованих за напругою асинхронних двигунів у разі однофазного живлення. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2021. Вип. 59. С. 56–63. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.59.056>

## APPLICATION OF THE COMBINED SCHEME OF SINGLE-PHASE INCLUSION OF THE INDUCTION MOTOR AS A MEANS OF INCREASING THE ENERGY EFFICIENCY OF HYDRAULIC DRIVE OF PROGRESSIVE MOVEMENT

Yu.V. Shurub<sup>1</sup>, Yu.L. Tsitsyurskiy<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

<sup>2</sup>National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine,  
Heroiv Oborony str., 15, Kyiv, 03041, Ukraine, e-mail: [yvshur@ukr.net](mailto:yvshur@ukr.net)

*The peculiarities of the modes of operation of the hydraulic drive of translational motion with throttle speed control, in which the asynchronous motor with single-phase power supply is used as the primary actuator. A combined circuit of such an actuator with a phase-shifting capacitor is proposed, which allows to increase its energy efficiency in the forward and reverse modes of the hydraulic rod when changing the degree of opening of the hydraulic control valve by switching power circuits and using voltage regulation. References 10, figures 6, table 1.*

**Keywords:** hydraulic drive, induction motor, phase-shifting capacitor, single-phase supply.

1. Bugaj Yu.N., Ogorodnikov P.I., Palishkin N.A. Hydraulics, hydraulic machines and hydraulic drive. Kyiv: MNTU, 2002. 388 p. (Ukr)

2. Didur V.A., Savchenko O.D., Pastushenko S.I., Movchan S.I. Hydraulics, agricultural water supply and hydropneumatic drive. Zaporizhzhya: Premer, 2005. 461 p. (Ukr)

3. Popovych O.M., Bibik O.V. Search and evaluation of ways to increase the energy efficiency of a monoblock pump in the application of complex design. *Visnyk NTU KhPI*. 2018. No 5. Pp. 79–82. (Ukr)

4. Malyar V., Hamola O., Maday V. Calculation of capacitors for starting up a three-phase asynchronous motor fed by single-phase power supply. 17th International Conference on *Computational Problems of Electrical Engineering CPEE2016*. Sandomierz, Poland, September 14–17, 2016. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEE.2016.7738735>.

5. Malyar V.S., Malyar A.V. Mechanical characteristics of three-phase induction motors with single-phase power supply. *Electrical engineering & electromechanics*. 2016. No 3. Pp. 21–24. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2016.3.03>.

6. Zigirkas G., Kalomiros J. Voltage control of single-phase induction motors using asymmetrical PWM and fuzzy logic. 5th International Conference on *Modern Circuits and Systems Technologies (MOCASST)*. Thessaloniki, Greece, May 12–14, 2016. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/MOCASST.2016.7495119>.

7. Eltamaly A.M., Alolah A.I., Hamouda R., Abdulghany M.Y. A novel digital implementation of AC voltage controller for speed control of induction motor. *International Journal of Power and Energy Conversion*. 2010. Vol. 2. No 1. Pp. 78–94.

8. Toroptsev N.D. Three-phase induction motor with single-phase power supply through the capacitor. Moskva: Energoatomizdat, 1988. 95 p. (Rus)

9. Shurub Yu.V., Vasilenkov V.Ye., Tsitsyurskiy Yu.L. Investigation of properties of combined scheme of single-phase switching of induction electric drive of pumping plants. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 6. Pp. 50–53. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.050>.

10. Shurub Yu.V. Analytical method for determining optimal parameters and schemes for voltage-regulated induction motors with single-phase power supply. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2021. Vyp. 59. Pp. 56–63. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.59.056>

Надійшла 03.05.2022  
Остаточний варіант 02.06.2022

**МОДЕЛЬ ОПТИМАЛЬНОГО ВИКОРИСТАННЯ РЕСУРСІВ  
ГІДРОЕЛЕКТРОСТАНЦІЙ НА РИНКУ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ****І.В. Блінов<sup>1\*</sup>**, докт. техн. наук., **Д.О. Олефір<sup>2\*\*</sup>**, **Є.В. Парус<sup>1\*\*\*</sup>**, канд. техн. наук<sup>1</sup> Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: [blinovihor@gamil.com](mailto:blinovihor@gamil.com); [paruseugene@gmail.com](mailto:paruseugene@gmail.com)<sup>2</sup> АТ «Оператор ринку»,

вул. Петлюри Симона, 27, Київ, 01032, Україна,

e-mail: [olefir.do@gmail.com](mailto:olefir.do@gmail.com)

*Наведено опис моделі участі ПрАТ «Укргідроенерго» каскаду гідроелектростанцій в сегментах ринку електричної енергії з урахуванням обмежень на використання наявних гідроресурсів. Представлено структуру моделі, наведено цільову функцію максимізації вигоди від продажу електричної енергії та систему обмежень рівності і нерівності, якою враховуються економічні й технічні характеристики обладнання електростанцій, а також баланс гідроресурсів. Показано особливості врахування цін у сегментах ринку електричної енергії. Описано основні технологічні обмеження гідроагрегатів та електростанцій. Відображено структуру системи обмежень на використання гідроресурсів з урахуванням визначеної постановкою задачі потреби зміни рівнів заповнюваності водосховищ. Наведено основні підходи до використання запропонованої моделі під час розв'язання задач планування стратегії залучення гідроелектростанцій до участі на торгах ринку електричної енергії. Бібл. 16, рис. 2.*

**Ключові слова:** ринок електричної енергії, оптимізація, гідроелектростанція, допоміжні послуги, балансуєчий ринок, водосховище.

**Вступ.** Впровадження в Україні у 2019 році моделі сегментів конкурентної торгівлі електричною енергією [1, 2] разом із зростанням частки відновлюваних джерел енергії в балансі ОЕС України [3, 4] принципово змінили підходи до роботи гідроелектростанцій (ГЕС) та ГАЕС в нових умовах. Якщо у попередній моделі оптового ринку виробнича діяльність ГЕС регламентувалася потребами балансування режимів ОЕС України, у новій ринковій моделі ПрАТ «Укргідроенерго» (як і для інших виробників електричної енергії) надано можливість самостійного планування стратегії участі в організованих ринкових сегментах [5-7] та на ринку допоміжних послуг (РДП) [8-10]. Окрім виконання покладених спеціальних обов'язків на учасників ринку електричної енергії для забезпечення загальносуспільних інтересів у процесі функціонування ринку електричної енергії [1], ПрАТ «Укргідроенерго» також ведуть економічну діяльність в усіх ринкових сегментах. Технологічні особливості плотинних ГЕС визначили ці електростанції як основного постачальника послуги відновлення частоти на РДП України та активного учасника балансуєчого ринку (БР). Крім того, ГЕС найчастіше отримують від диспетчерської служби аварійні заявки на завантаження чи розвантаження генераторів. Така активна участь ГЕС у процедурах підтримки операційної безпеки режимів [11-13] ОЕС України призводить до суттєвих відхилень фактично використаних обсягів гідроресурсів від планових показників. Це, у свою чергу, призводить до незапланованих змін рівнів заповнюваності водосховищ поза допустимими межами. Зокрема для Дніпровського каскаду ГЕС в Україні набуває особливої актуальності задача не тільки планування, але і оперативного коригування стратегії участі в ринкових сегментах з огляду на потреби відновлення планових показників рівнів наповнення водосховищ. Складність планування роботи ГЕС та ГАЕС на БР та РДП полягає у тому, що водосховища ГЕС розташовані каскадом на річках, і їхні гідрорежими залежать від погодних метеоумов, кількості опадів, точності прогнозування гідроресурсів, спрацювання того чи іншого водосховища, встановлених Міжвідомчою комісією по узгодженню режимів роботи дніпровських та

Дністровського водосховищ водогосподарських обмежень (позначки водосховищ, санітарно-екологічні пропуски води, пропуск паводків, тощо). Крім того, під час планування рівня наповненості окремого водосховища слід враховувати водні баланси водосховищ вверх по руслу ріки.

**Метою статті** є побудова моделі оптимального функціонування каскаду ГЕС з урахуванням як технологічних обмежень щодо використання наявних гідроресурсів, так і балансів попиту/пропозиції у сегментах ринку електричної енергії України.

**Цільова функція задачі оптимізації.** Основна економічна ціль функціонування каскаду ГЕС – максимізація різниці між сумарною вигодою від продажу електричної енергії та послуг в ринкових сегментах  $Prof_{\Sigma}$  та сумарними витратами, пов'язаними із виробництвом і продажом електричної енергії та послуг  $Cost_{\Sigma}$

$$Prof_{\Sigma} - Cost_{\Sigma} \rightarrow \max .$$

В межах публікації під вигодою розумітиметься загально прийняте в міжнародних публікаціях означення доходу від комерційної діяльності без врахування податкових платежів.

Сумарна вигода від продажу електричної енергії та послуг в кожному  $j$ -му ринковому сегменті розраховується окремо для кожного  $i$ -го генератора ГЕС. Такий підхід дає змогу точно врахувати особливості кожного генератора ГЕС та приведені до цього генератора витрати, пов'язані з виробничою діяльністю та участю у ринкових сегментах

$$\sum_j \sum_i (Prof_{h,i}^{(j)} - Cost_{h,i}^{(j)}) \rightarrow \max . \quad (1)$$

Для окремого  $i$ -го генератора ГЕС на розрахунковий період часу  $h$  вигода від продажу електричної енергії чи послуг у  $j$ -му ринковому сегменті подається залежностями

$$Prof_{h,i}^{(j)} = C_{h,i}^{(j)} \cdot V_{h,i}^{(j)} , \quad (2)$$

де  $C_{h,i}^{(j)}$ ,  $V_{h,i}^{(j)}$  – відповідно ціна у  $j$ -му ринковому сегменті та проданий у цьому ринковому сегменті обсяг електричної енергії на розрахунковий період  $h$ , проданий у  $j$ -му ринковому сегменті.

В (2) взаємно пов'язуються значення цін та обсягів для ринкових сегментів, що накладає окремі умови на вибір розрахункового періоду. Оскільки торгівля електричною енергією в ринкових сегментах України здійснюється на окремі години доби, то і задачу оптимізації (1) слід прив'язувати до погодинних ринкових цін. Тоді результати торгів на БР та РДП на кожен «одиницю реального часу» (15 хвилин) не складно приводити до середньозважених за розрахункову годину значень. Крім того, слід зважати на добову циклічність обсягів споживання електричної енергії та ринкових цін. Тому задачу оптимізації (1) доцільно розв'язувати використанням погодинних цін у ринкових сегментах із формуванням добового балансу гідроресурсів, а за потреби – із врахуванням ринкової кон'юнктури окремо у робочі та вихідні дні

$$\sum_{h=1}^{24} \left( \sum_j \sum_i (Prof_{h,i}^{(j)} - Cost_{h,i}^{(j)}) \right) \rightarrow \max .$$

В задачах довгострокового планування (2) застосовується з використанням середньозважених за місяць (чи навіть за сезон року) цін із формуванням водного балансу на розрахунковий рік.

Слід також зауважити, що ПрАТ «Укргідроенерго» на торгах ринку електричної енергії реалізує сумарні для всіх ГЕС обсяги відпуску електричної енергії. І наведене у (2) розділення сумарного відпуску електричної енергії окремим  $i$ -м генератором на окремі цінові пропозиції по кожному ринковому сегменту призначене для індивідуалізації витрат на виробництво електричної енергії цим генератором та витрат на участь у торгових сегментах ринку електричної енергії. Таким чином, подані кожним генератором ГЕС у кожному ринковому сегменті обсяги електричної енергії чи резерви потужностей для надання допоміжних послуг є змінними оптимізації у цільовій функції (1). При цьому постійні витрати ГЕС, які не залежать від кількості працюючих генераторів та обсягів відпуску електричної енергії, в (1) не враховуються. За результатами оптимізації (1) не складно розрахувати сумарні обсяги відпуску електричної енергії для окремого генератора, для ГЕС, для каскаду ГЕС чи для ПрАТ «Укргідроенерго» загалом, а також визначити окремо сумарні обсяги пропозиції електричної енергії по кожному ринковому сегменту. За потреби зменшення розмірності задачі оптимізації, група однотипних генераторів окремої ГЕС подається еквівалентним гідроагрегатом із сумарною потужністю цієї групи. Тоді за результатами оптимізації (1) додатково слід розв'язати задачу оптимального розподілу сумарної потужності ГЕС по окремим генераторам станції. Цільова функція (1) доповнюється системою обмежень рівності та нерівності, якими



визначаються технічні і економічні характеристики, а також рівняння балансу витрат гідроресурсів, починаючи від витрат води для окремого гідрогенератора і закінчуючи водним потоком для всього каскаду ГЕС (рис. 1). Розглянемо детальніше основні складові системи рівностей та нерівностей.

**Моделі ринкових сегментів.** Моделі ринкових сегментів [14-16] використовуються для означення цін на електричну енергію чи послуги в ринкових сегментах. Для більшості задач імітаційного моделювання допустимо без погіршення точності розрахунків прийняти припущення про відсутність впливу пропонованими каскадом ГЕС обсягами електричної енергії на ціни у відповідних ринкових сегментах. У цьому випадку для розрахунків можливо використовувати ретроспективні дані щодо цін та тарифів на ринку електричної енергії. За потреби вплив обсягів пропозиції електричної енергії чи послуг на ринкові ціни враховується з використанням відповідних засобів імітаційного моделювання процесів ціноутворення у відповідних ринкових сегментах, як наприклад в [7, 8].

**Технологічні обмеження ГЕС.** Система технологічних обмежень визначає можливості фактичної роботи окремих гідрогенераторів та електростанцій в частині обсягів генерації електричної енергії за розрахунковий період. Так для кожного гідрогенератора визначається обмеження мінімального та максимального рівнів завантаження. Таке обмеження стосується виключно технологічних характеристик гідрогенератора та не залежить від періоду доби чи особливостей режимів українських енергосистем. Крім того, для ГЕС може бути визначений сумарний максимум генерування електричної енергії. У загальному випадку технологічний максимум завантаження ГЕС розраховується як сума технологічних максимумів, доступних для роботи протягом розрахункового періоду  $h$  гідрогенераторів. Крім того, значення максимального рівня завантаження ГЕС на розрахунковий період  $h$  може бути додатково обмежене максимальним рівнем відпуску електричної енергії з огляду на режимні обмеження електроенергетичних систем України.

**Обмеження балансу гідроресурсів.** Найбільш важливою складовою моделі участі каскаду ГЕС на ринку електричної енергії України є система рівнянь балансу гідроресурсів. Система рівнянь балансу гідроресурсів пов'язує технічні та економічні характеристики технологічного устаткування на рівнях від окремого гідрогенератора до каскаду ГЕС.

Обсяг електричної енергії на розрахунковий період  $h$  для  $i$ -го гідрогенератора забезпечується витратами води відповідно до технічних характеристик відповідного генератора

$$V_{h,i}^{IT} = \frac{F_{h,i}^{IT}}{Y_{h,i}^{IT}} \text{ (МВт·год)},$$

де  $F_{h,i}^{IT}$  – заданий на розрахунковий період  $h$  притік води для ГЕС ( $\text{м}^3$ );  $Y_{h,i}^{IT}$  – технологічні витрати води на виробництво електричної енергії для  $i$ -го гідрогенератора ( $\text{м}^3/(\text{МВт}\cdot\text{год})$ ).

Тоді плановий баланс витрат води для  $i$ -го гідрогенератора на розрахунковий період  $h$  визначається як

$$F_{h,i}^{IT} = \sum_j (V_{h,i}^{(j)} \cdot Y_{h,i}^{IT}),$$

де  $V_{h,i}^{(j)}$  – обсяги електричної енергії, вироблені  $i$ -м гідрогенератором за розрахунковий період  $h$ , які виставляються на торги у ринковому сегменті  $j$ .

На рівні  $s$ -ї ГЕС водний баланс враховує сумарні витрати води всіх задіяних гідрогенераторів

$$F_{h,s}^{IEC} = \sum_i F_{h,i}^{IT}.$$

Водний баланс на рівні  $s$ -ї ГЕС формується на основі загального балансу системи «ГЕС – водосховище»

$$\begin{cases} F_{\min,s}^{BC} \leq F_{h,s}^{BC} + F_{h,s}^{PB} + \Delta F_{h,s}^{PBC} - F_{h,s}^{IEC} \leq F_{\max,s}^{BC}, \\ F_{h,s}^{can} \leq F_{h,s}^{IEC} \end{cases},$$

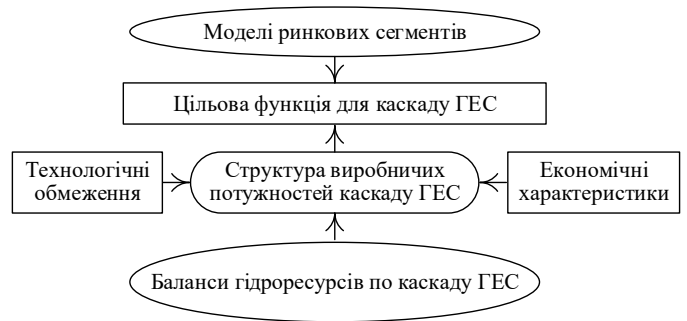


Рис. 1

де  $F_{h,s}^{ПВ}$  – заданий на розрахунковий період  $h$  притік води для  $s$ -ї ГЕС;  $F_{h,s}^{BC}$  – початковий для розрахункового періоду  $h$  обсяг води у водосховищі  $s$ -ї ГЕС;  $F_{\min,s}^{BC}$  – мінімально допустимий обсяг заповнення водосховища  $s$ -ї ГЕС;  $F_{\max,s}^{BC}$  – максимально допустимий обсяг заповнення водосховища  $s$ -ї ГЕС;  $F_{h,s}^{can}$  – санітарний стік води на розрахунковий період  $h$  для  $s$ -ї ГЕС;  $F_{h,s}^{ГЕС}$  – розрахункова на період  $h$  витрата води для  $s$ -ї ГЕС;  $\Delta F_{h,s}^{PBC}$  – плановий на кінець розрахункового періоду  $h$  обсяг збільшення/зменшення рівня заповнення водосховища для  $s$ -ї ГЕС.

Водний баланс на рівні каскаду ГЕС відображає послідовний ланцюг, вузлами якого є системи «водосховище+ГЕС». Для кожного вузла цієї системи додатково враховуються проміжний відбір води на господарські потреби навколишніх територій та додатковий притік до основного русла води з менших річок (рис. 2). Система рівнянь водного балансу для каскаду із  $S$  ГЕС на розрахунковий період  $h$  має наступний вигляд:

$$\begin{cases} F_{h,s}^{ПВ} = F_{h,s}^{ОПВ} + F_{h,s}^{ДПВ} - F_{h,s}^{ВПВ} \\ F_{h,s}^{ОПВ} = \begin{cases} 0 : s=1 \\ F_{h,s-1}^{ГЕС} : \forall s > 1 \end{cases} \quad \forall s \in S, \end{cases}$$

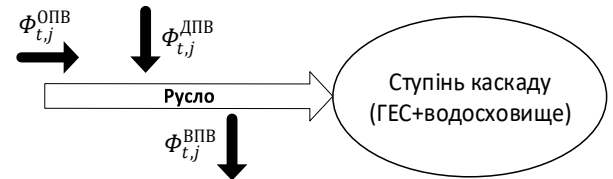


Рис. 2

де  $F_{h,s}^{ОПВ}$  – заданий на розрахунковий період  $h$

основний потік води для  $s$ -ї ГЕС;  $F_{h,s}^{ДПВ}$  – заданий на

розрахунковий період  $h$  додатковий потік води для  $s$ -ї ГЕС;  $F_{h,s}^{ВПВ}$  – заданий на розрахунковий період  $h$  проміжний відбір потоку води для  $s$ -ї ГЕС.

Система рівнянь водного балансу для каскаду ГЕС сформована виходячи із наступного принципу. Обсяг потоку води по руслу ріки для  $s$ -ї ГЕС прирівнюється до витрат води на ГЕС попереднього  $s - 1$  ступеня:  $F_{h,s}^{ОПВ} = F_{h,s-1}^{ГЕС}$ . Згідно із цією концепцією обсяг потоку води по руслу ріки для ГЕС початкового (нульового) ступеня у каскаді прирівнюється нулю.

**Постановка задачі оптимізації функціонування каскаду ГЕС.** Оптимізація функціонування окремої ГЕС на розрахунковий період  $h$  виконується із дотриманням запланованого на кінець розрахункового періоду обсягу заповнення водосховища для кожної ГЕС у каскаді. Проте, ГЕС активно надають значні обсяги допоміжних послуг. При цьому обсяги фактичної активації послуг можуть суттєво відрізнятись від попередньо зарезервованих. В результаті невідповідності планово зарезервованих та фактично наданих обсягів допоміжних послуг, а також внаслідок активної участі ГЕС у сегменті БР, з часом збільшується різниця між запланованим на фактичними обсягами заповнення водосховища ГЕС. Крім того, на відхилення значень фактичного рівня заповнення водосховища від запланованих значень додатково впливають неточні прогнози обсягів основного і додаткового потоків води, а також неточні прогнози обсягів відбору води на господарські потреби.

В результаті виникає потреба у додатковому розв'язанні задачі оптимізації роботи каскаду ГЕС в частині компенсації різниці між плановим та фактичним обсягами заповнення водосховища. Тоді постановка задачі оптимізації здійснюється означенням коригувального обсягу зміни заповнення водосховища  $\Delta F_{h,s}^{PBC}$

$$\Delta F_{h,s}^{PBC} = F_{h,s}^{BC} - F_{h,s}^{ГЕС}.$$

Таким чином, використання запропонованої моделі дає змогу ПрАТ «Укргідроенерго» оперативно коригувати стратегію участі у сегментах ринку електричної енергії в умовах відхилення значень фактичних обсягів заповнення водосховища від планових ще до завершення планового розрахункового періоду часу. Слід зважати, що коригувальний обсяг зміни наповнення водосховища у загальному випадку використовується за будь-якої постановки задачі планування роботи каскаду ГЕС з метою приведення рівнів наповнення водосховищ до деяких «цільових» значень. Під потребою у додатковому розв'язанні задачі оптимізації розуміються ситуації, коли показники наповнення водосховищ значно відхиляються від запланованих значень і необхідно змінювати режим роботи каскаду ГЕС для уникнення виходу цих значень за допустимі мінімальні чи максимальні межі. Наведена математична модель у загальному вигляді має достатньо складну систему обмежень та цільову функцію з великою кількістю змінних оптимізації. Ряд припущень дає змогу отримати лінійну модель, яка достатньо просто розв'язується методами лінійної оптимізації. За потреби

врахування нелінійних чинників така лінійна модель використовується у циклі рекурсії чи ітерацій. Проте опис методики розв'язання оптимізаційної задачі виходить за межі даної публікації.

**Висновки.** Запропонована модель оптимального використання ресурсів ГЕС в сегментах ринку електричної енергії дає змогу максимізувати вигоду від роботи каскаду ГЕС за рахунок оптимального використання виробничих потужностей з огляду на технічні характеристики силового устаткування гідроелектростанцій та обмеження, пов'язані з використанням водних ресурсів. Модель призначена для розв'язання задач планування та оперативного коригування діяльності каскаду ГЕС з урахуванням потреби відновлення балансу гідроресурсів у водосховищах вздовж русла ріки та поточної кон'юнктури на ринку електричної енергії. Використання запропонованої моделі дозволяє максимізувати економічний ефект від діяльності каскаду ГЕС з дотриманням у допустимих межах рівнів заповнюваності водосховищ. Подальше удосконалення моделі у напрямку врахування особливостей функціонування різних сегментів ринку електричної енергії надасть змогу підвищити економічну ефективність як діяльності роботи ГЕС, так і функціонування ринку електричної енергії в цілому.

*Роботу виконано за держбюджетною темою «Науково-технічні засади розвитку та керованості сегменту розосереджених джерел енергії в структурі генеруючих потужностей електро-енергетичних систем («СЕГМЕНТ»)*», КПКВК 6541230.

1. Про ринок електричної енергії: Закон України від 13.04.2017 №2019-VIII.
2. Blinov I., Tankevych S. The harmonized role model of electricity market in Ukraine. 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems* (IEPS 2016). Kyiv, Ukraine, June 7-11, 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521861>.
3. Кириленко О.В., Басок Б.І., Базєєв 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>.
4. Басок Б.І., Буткевич О.Ф., Дубовський С.В. Техніко-економічні аспекти оцінювання перспектив декарбонізації об'єднаної енергосистеми України. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 5. С. 55-62. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.055>.
5. Про затвердження Правил ринку: Постанова НКРЕКП № 307 від 14.03.2018.
6. Про затвердження правил ринку «на добу наперед» та внутрішньодобового ринку: Постанова НКРЕКП № 308 від 14.03.2018.
7. Blinov I., Kurylenko O., Parus E., Rybina O. Decentralized Market Coupling with Taking Account Power Systems Transmission Network Constraints. *Power Systems Research and Operation. Studies in Systems, Decision and Control*. 2022. Vol. 388. Pp. 1-21. Springer, Cham. DOI: [https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1\\_1](https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1_1)
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. Pavlovsky V., Steliuk A., Lenga O., Hrechko V. Frequency stability of the bulk isolated power system with high share of renewables and nuclear generation. In the book: *Power systems research and operation. Selected problems*. Springer, 2021. 180 p. URL: [https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-030-82926-1\\_8](https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-030-82926-1_8) (дата доступу 15.04.2022).
10. 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). Kyiv, Ukraine, June 2-6, 2014. Pp. 145-148. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2014.6874167>
11. Кулик М.М., Кириленко О.В. Стан та перспективи гідроенергетики України. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 4. С. 56-64. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.04.056>.
12. Kundur P. *Power system stability and control*. McGraw-Hill Inc, 1994. 1199 p.
13. Machowski J., Bialek J., Bumby J. *Power system dynamics. Stability and Control*. John Wiley&Sons, 2012. 629 p.
14. Saukh S., Borysenko A. Representation of Transmission and Distribution Networks in the Mathematical Model of the Electricity Market Equilibrium. IEEE 20th International Conference on *Computational Problems of Electrical Engineering* (CPEE). Lviv-Slavske, Ukraine, September 15-18, 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEE47179.2019.8949116>.
15. Lin J., Magnago F. *Electricity Markets: Theories and Applications*. Wiley-IEEE Press, 2017. 352 p.
16. Momoh J., Mili L. *Economic Market Design and Planning for Electric Power Systems*. John Wiley&Sons, Inc., 2009. 277 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9780470529164>.

## MODEL OF OPTIMAL USE OF HYDRO POWER PLANTS IN THE ELECTRICITY MARKET

I.V. Blinov<sup>1</sup>, D.O. Olefir<sup>2</sup>, Ye.V. Parus<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

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

e-mail: [blinovihor@gmail.com](mailto:blinovihor@gmail.com); [paruseugene@gmail.com](mailto:paruseugene@gmail.com).

<sup>2</sup> JSC «Market Operator»,

Petliura Simon Street, 27, Kyiv, 01032, Ukraine, e-mail: [olefir.do@gmail.com](mailto:olefir.do@gmail.com).

*A mathematical model for optimizing the activity of the PJSC «Ukrhydroenergo» cascade of hydroelectric power plants in the segments of the electricity market is described. This model is built taking into account the limitations on the use of available water resources. The structure of the mathematical model as an objective function of maximizing the benefits of electricity sale and the system of restrictions of equality and inequality is presented. This function takes into account the economic and technical characteristics of power plant equipment, as well as the balance of hydro resources. Peculiarities of taking into account prices in electricity market segments are shown. The main technological constraints of hydraulic units and power plants are described. The structure of the system of restrictions on the use of water resources is reflected, taking into account changes in the levels of reservoir occupancy. The main approaches to the use of the proposed model to solve the problems of planning the participation of the cascade of hydropower plants in the auction of the electricity market are presented. References 16, figures 2.*

**Keywords:** electricity market, optimization, hydroelectric power plant, ancillary services, balancing market, water reservoir.

1. On Electricity Market: The Law of Ukraine. No 2019-VIII of 13.04.2017. (Ukr)
2. Blinov I., Tankevych S. The harmonized role model of electricity market in Ukraine. 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems* (IEPS 2016). Kyiv, Ukraine, June 7-11, 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521861>.
3. Kyrylenko O.V., Basok B.I., Baseyev Ye.T., Blinov I.V. Power industry of Ukraine and realities of the global warming. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 3. Pp. 52-61. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.052>. (Ukr)
4. Basok B.I., Butkevych O.F., Dubovskiy S.V. Technical and economic aspects of decarbonisation prospects assessing of the interconnected power system of Ukraine. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 5. Pp. 55-62. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.055>. (Ukr)
5. On Approval of Market Rules: NEURC's Resolution KP No 307 of March 14, 2018. (Ukr)
6. On Approval of Day Ahead Market and Intraday market: NEURC's Resolution No 308 of March 14, 2018. (Ukr)
7. Blinov I., Kyrylenko O., Parus E., Rybina O. Decentralized Market Coupling with Taking Account Power Systems Transmission Network Constraints. *Power Systems Research and Operation. Studies in Systems, Decision and Control*. 2022. Vol. 388. Pp. 1-21. Springer, Cham. DOI: [https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1\\_1](https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1_1)
8. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Parus Ye.V. 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. Pavlovsky V., Steliuk A., Lenga O., Hrechko V. Frequency stability of the bulk isolated power system with high share of renewables and nuclear generation. In the book: *Power systems research and operation. Selected problems*. Springer, 2021. 180 p. URL: [https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-030-82926-1\\_8](https://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-030-82926-1_8) (accessed at 15.04.2022).
10. 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). Kyiv, Ukraine, June 2-6, 2014. Pp. 145-148. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2014.6874167>
11. Kulyk M.M., Kyrylenko O.V. The state and prospects of hydroenergy of Ukraine. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2019. No 4. Pp. 56-64. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.04.056>. (Ukr)
12. Kundur P. *Power system stability and control*. McGraw-Hill Inc, 1994. 1199 p.
13. Machowski J., Bialek J., Bumby J. *Power system dynamics. Stability and Control*. John Wiley&Sons, 2012. 629 p.
14. Saukh S., Borysenko A. Representation of Transmission and Distribution Networks in the Mathematical Model of the Electricity Market Equilibrium. IEEE 20th International Conference on *Computational Problems of Electrical Engineering* (CPEE). Lviv-Slavske, Ukraine, September 15-18, 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEE47179.2019.8949116>.
15. Lin J., Magnago F. *Electricity Markets: Theories and Applications*. Wiley-IEEE Press, 2017. 352 p.
16. Momoh J., Mili L. *Economic Market Design and Planning for Electric Power Systems*. John Wiley & Sons, Inc., 2009. 277 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9780470529164>.

Надійшла 28.04.2022

Остаточний варіант 13.06.2022

## СИНТЕЗ МОДЕЛЕЙ ЛОКАЛЬНИХ ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНИХ СИСТЕМ З ДЖЕРЕЛАМИ РОЗОСЕРЕДЖЕНОЇ ГЕНЕРАЦІЇ

С.П. Денисюк\*, докт.техн.наук, Д.Г. Дерев'янюк\*\*, канд.техн.наук, Г.С. Белоха\*\*\*, канд.техн.наук  
Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,  
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.  
E-mail: [dereviankodenys@gmail.com](mailto:dereviankodenys@gmail.com)

*Досліджено проблему взаємної інтеграції локальних електроенергетичних систем Microgrid з джерелами РГ та НВДЕ з централізованими електроенергетичними системами, котра полягає в узгодженні цілей та параметрів режимів функціонування означених систем. Проаналізовано основні етапи та завдання синтезу моделей зазначених систем. Запропоновано моделі систем, що синтезуються, будувати на основі теорії ігор з урахуванням інтересів (цільових функцій) моделей кожної з систем. Такий спосіб дає можливість відображення різносторонньої взаємодії систем з джерелами РГ і НВДЕ та централізованими електроенергетичними системами. На основі запропонованого способу формалізовано постановку задачі багатокритеріальної оптимізації для моделей зазначених систем у рамках теорії ігор. Запропоновано процедуру оптимізації моделі синтезованої системи у вигляді формалізованої гри, котра ґрунтується на механізмах динамічної тарифікації та дає змогу знайти найоптимальніше рішення поставленої ігрової задачі. Бібл. 10, рис. 5.*

**Ключові слова:** Microgrid, джерела розосередженої генерації, оптимізація моделей синтезованих систем, синтез моделей систем з джерелами розосередженої генерації, теорія ігор.

**Вступ.** Реорганізація енергетичної галузі призвела до появи та розвитку нових низьковуглецевих джерел енергії, відомих як нетрадиційні та відновлювані джерела енергії (НВДЕ) [1, 2], а також технологій розосередженої генерації (РГ) [2-4]. Широке впровадження технологій РГ має ряд переваг та недоліків. Перевагами НВДЕ порівняно з традиційними джерелами енергії є [1-3, 5]: практична невичерпність первинного палива; низький рівень забруднення навколишнього середовища; відсутність потреби у видобуванні, переробці та доставці первинного палива; відсутність необхідності використання додаткових систем охолодження, видалення відходів або продуктів розпаду палива; немає потреби в дефіцитних високотемпературних матеріалах, за винятком сонячних теплоконцентраторів; джерела РГ можуть працювати без обслуговування; відсутність необхідності транспортування первинного палива до джерела енергії.

Основним недоліком більшості відновлюваних джерел енергії є нестабільність їхнього енергетичного потенціалу, що може призвести до відхилень частоти систем, відхилень напруги і, як наслідок, до додаткових відключень, що впливають на надійність електроенергетичних систем [2, 5-7]. Зазначені параметри якості електричної енергії (ПЯЕ) та вимоги надійності у нормальних умовах експлуатації електричних мереж (ЕМ) України мають відповідати параметрам, визначеним у ДСТУ:EN 50160-2014.

Впровадження технологій РГ та НВДЕ впливає на розподільні ЕМ і перетворює їх на активні елементи Microgrid систем. А відтак, зі зростанням частки генерованої електроенергії від джерел РГ збільшується їхній вплив на параметри режимів ЕМ Microgrid систем. Це призводить до необхідності розробки методології синтезу Microgrid систем з джерелами РГ та НВДЕ з централізованою енергосистемою [2, 6, 8], котра створить умови задля забезпечення відповідних параметрів якості електропостачання та надійності.

**Методологія синтезу складних електроенергетичних систем з розосередженою генерацією.** Головним завданням синтезу Microgrid систем з централізованою енергосистемою можна вважати створення умов, за яких синтезована система матиме задані властивості. Причому мова може йти як про технічні параметри (якість електричної енергії, надійність, рівень втрат) [2, 4, 6], так і про економічні параметри функціонування такої системи.

---

© Денисюк С.П., Дерев'янюк Д.Г., Белоха Г.С., 2022  
ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0002-6299-3680>; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-4877-5601>;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-4277-367X>



Вирішення задачі апроксимації як складової задачі синтезу полягає у побудові такої моделі синтезованої системи, котра, з одного боку, задовольняє поставленим вимогам, а з іншого – умовам фізичної реалізованості заданих характеристик системи, що утвориться. Подальше розв'язання задачі реалізації полягає у технічній реалізації моделі синтезованої (об'єднаної) системи на заданому технологічному базисі.

**Метою дослідження** є підвищення ефективності функціонування електроенергетичних систем з джерелами розосередженої генерації шляхом впровадження теоретико-ігрової моделі, що дає змогу знайти оптимальний профіль стратегій взаємодії елементів системи у вигляді формалізованої гри.

**Формалізація задачі багатокритеріальної оптимізації.** Задля вирішення задачі апроксимації моделі синтезованої системи серед численних методів оптимізації можуть бути застосовані елементи теорії ігор. Оптимальним вирішенням у такому разі буде знаходження рівноважного стану системи [6]. Як і у загальній теорії синтезу, система може мати кілька рівноважних станів, а отже й кілька оптимальних розв'язків задачі [6]. Задля знаходження найоптимальнішого вирішення задачі доцільно використовувати різні теоретико-ігрові методи, у т.ч. і пошук рівноваги за Нешем.

Обидві складові моделі системи, що синтезується, слід представити двома наборами гравців: оператори системи розподілу електричної енергії (*Distribution System Operator* – DSO) та оператори Microgrid системи або окремих джерел РГ. Кожна з груп характеризується окремим набором електро-вартісних моделей [3], котрі характеризують різні групи оптимізаційних задач для кожної зі складових систем, що синтезуються. Для групи гравців DSO основними завданнями у межах вирішення задачі синтезу можна вважати [2-6]: забезпечення належного рівня ПЯЕ; підвищення надійності системи; мінімізація втрат електричної енергії. Для оператора Microgrid системи основними завданнями є: мінімізація витрат або LCOE та максимізація прибутку від продажу генерованої електричної енергії. Як видно з рис. 1, зазначені задачі є абсолютно різні за змістом (рис. 1 – формалізація функції виграшу: *a* – для групи гравців DSO; *б* – для оператора Microgrid).

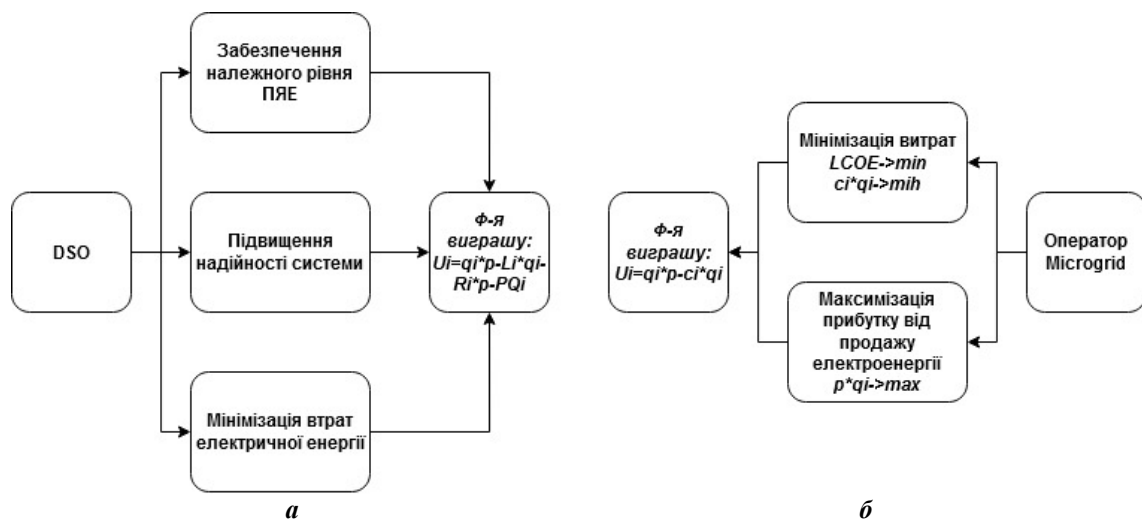


Рис. 1

Задля вирішення задачі синтезу у такій постановці формалізуємо гру. У таку гру  $G = \langle I, S, u \rangle$  грають дві різні групи гравців, а саме: оператори RES – *Renewable Energy Sources* (оператори Microgrid) та оператори системи розподілу (DSO). Набір гравців представлений наступним чином:

$$I = \{RES_1, RES_2, \dots, RES_N, DSO_1, DSO_2, \dots, DSO_M\}.$$

У відповідності до своїх завдань у цій грі кожен набір гравців матиме різні стратегії. Стратегії DSO будуть

$$S_{DSO_i} = \{ "NR", "RES", "CHP", "BAU" \},$$

де *NR* – реконфігурація мережі (*network reconfiguration*) із застосуванням різних типів секціонуючих пристроїв задля зниження втрат та забезпечення надійного функціонування системи; *RES* – залучення джерел РГ, у т.ч. НВДЕ задля зниження втрат та забезпечення надійного функціонування системи (як резервів потужності); *CHP* – залучення ТЕЦ для покриття пікових навантажень і забезпечення

надійного функціонування системи; *BAU* – звичайна робота без залучення додаткових джерел генерації.

Стратегіями операторів Microgrid будуть

$$S_{RESi} = \{ "BAU", "DSM" \},$$

де *BAU* – генерування електричної енергії у мережу без участі в програмах керування попитом (*DSM*), *DSM* – залучення до різноманітних програм *DSM*.

Прибуток кожного комплекту гравців можна записати наступним чином:

$$u_{RESi} = \{ 0, 1, 2 \},$$

де 0 – самопостачання; 1 – прибуток від електричної енергії, проданої на локальному ринку електроенергії; 2 – додатковий прибуток від участі в різних програмах *DSM*;

$$u_{DSOi} = \{ 0, 1, 2 \},$$

де 0 – робота у звичайному режимі енергосистеми (Business As Usual (*BAU*)); 1 – зменшення втрат електричної енергії та підвищення надійності; 2 – зменшення втрат електричної енергії та підвищення надійності з меншими витратами за рахунок різних програм *DSM*.

Причому слід зазначити, що у формалізованому вигляді функції виграшу матимуть різний вигляд (рис. 1). Оскільки основним товаром (продуктом), котрий виробляє оператор Microgrid, є електрична енергія, то максимальним виграшем для нього буде прибуток (рис. 2 – оптимізаційні моделі DSO, оператора Microgrid та синтезованої системи з РГ [6]). Якщо вважати, що витрати на виробництво електричної енергії за *LCOE* будуть рівними  $c_i \cdot q_i$ , де  $0 \leq c_i < 1$  – витрати на генерування 1 кВт·год електричної енергії, функцію виграшу для оператора Microgrid слід записати з урахуванням прибутку, який буде рівний  $u_i = p \cdot q_i - c_i \cdot q_i$ .

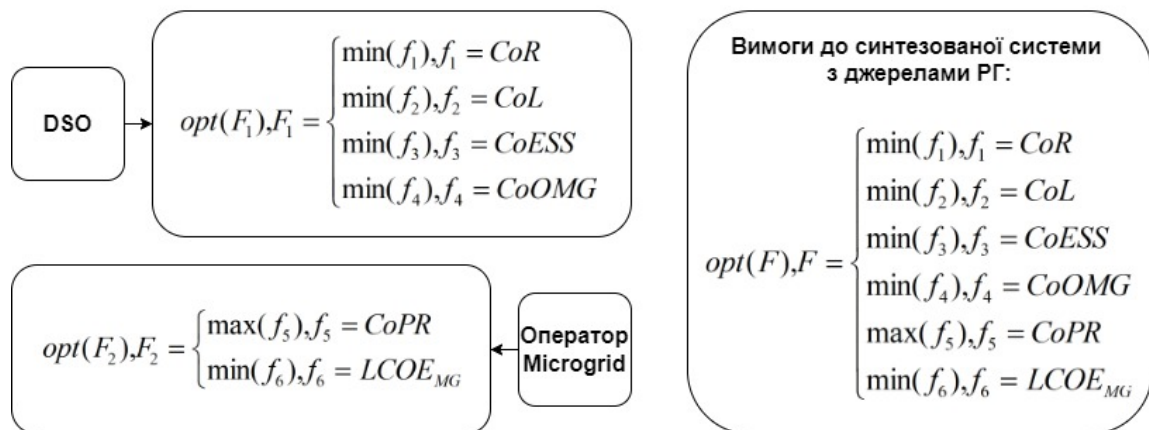


Рис. 2

Слід зазначити, що оператор DSO може сприяти зменшенню навантаження виробникам, які здійснюють виробництво електричної енергії на об'єктах електроенергетики, що використовують альтернативні джерела енергії на локальних ринках. Таким чином прибуток оператора Microgrid може напряму залежати від стратегії DSO.

**Оптимізація моделі синтезованої системи.** З урахуванням задач DSO, функцію виграшу можна записати з урахуванням прибутку від реалізованої електроенергії  $p \cdot q_i$ , витрат на забезпечення надійності системи (або плата за недовідпуск електроенергії *ENS* [3])  $R_i$ , втрат електричної енергії  $L_i$ , %, та витрат, пов'язаних із забезпеченням якості електричної енергії  $PQ_i$ . Функція виграшу для DSO матиме вигляд:  $u_i = p \cdot q_i - L_i \cdot q_i - R_i \cdot p - PQ_i$ .

У такому випадку матриця гри буде мати вигляд

		DSO			
		NR	RES	CHP	BAU
RES	BAU	(1;1)	(1;0)	(1;1)	(1;0)
	DSM	(1;0)	(1;2)	(1;0)	(1;0)

На рис. 3 показано геометричне представлення оптимізаційної задачі: *a* – виграші для групи гравців DSO; *b* – виграші для оператора Microgrid.

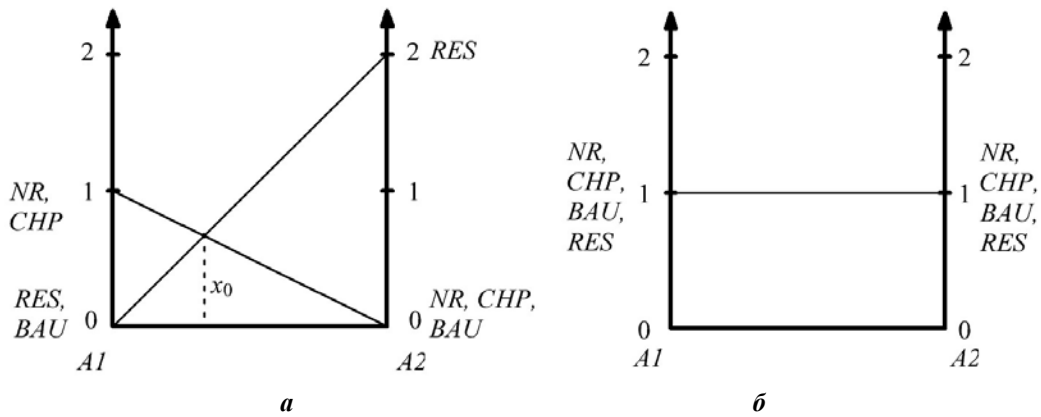


Рис. 3

Як видно з даної матриці та геометричного представлення (рис. 3), утворена модель синтезованої системи може мати кілька рівноважних станів. Найвигіднішим, а отже й найоптимальнішим, для DSO буде профіль стратегій («DSM», «RES»), котрий є рівноважним та домінуючим над рештою профілів стратегій. Проте, з точки зору оператора Microgrid, участь у програмах DSM веде до додаткових витрат, пов'язаних з дооснащенням джерел РГ системами акумулювання (Energy Storage Systems (ESS)) та технічними інтелектуальними засобами керування [6, 7, 9], що суперечить ідеї їхньої мінімізації. Для стимулювання оператора Microgrid у сприянні виконання завдань DSO доцільно модифікувати тариф, за яким оператор Microgrid продає електроенергію на ринку з урахуванням сучасних механізмів тарифікації у рамках різноманітних програм DSM (рис. 4) [3, 8, 10].

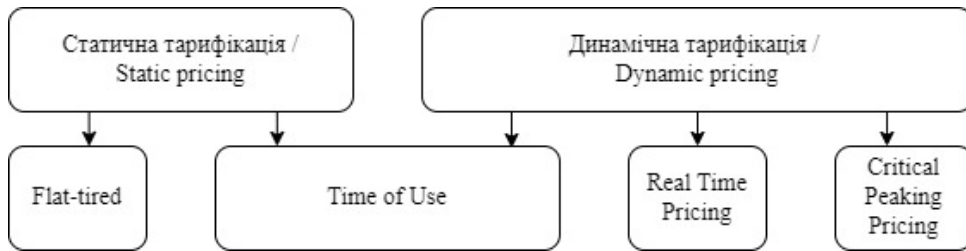


Рис. 4

З огляду на вищезазначене, задля максимізації прибутку оператор Microgrid буде реалізовувати генеровану електричну енергію на локальному балансуєчому ринку та ринку допоміжних послуг. Якщо функцію виграшу для оператора Microgrid записати з урахуванням додаткового прибутку від забезпечення надійності енергосистеми та забезпечення нормативних показників ПЯЕ, використовуючи модель динамічної тарифікації, то вона матиме наступний вигляд:

$$u_i = p \cdot q_i - c_i \cdot q_i + PQ_i, \text{ з урахуванням тарифних зон } (t): u_{RESi} = \sum_{i=1}^n u_{ti} .$$

Тоді, матриця гри буде мати вигляд

		DSO			
		NR	RES	CHP	BAU
RES	BAU	(1;1)	(1;0)	(1;1)	(1;0)
	DSM	(1;0)	(2;2)	(1;0)	(1;0)

На рис. 5 наведено геометричне представлення оптимізаційної задачі: *a* – виграші для групи гравців DSO; *b* – виграші для оператора Microgrid.

Таким чином, для даної матриці, геометричне представлення якої зображено на рис. 5, утворена модель синтезованої системи буде мати профіль стратегій («DSM», «RES»). Даний профіль

буде сильно домінувати над рештою профілів стратегій, а стан системи за даним профілем буде рівноважним за Нешем, а отже, найоптимальнішим з точки зору усіх гравців.

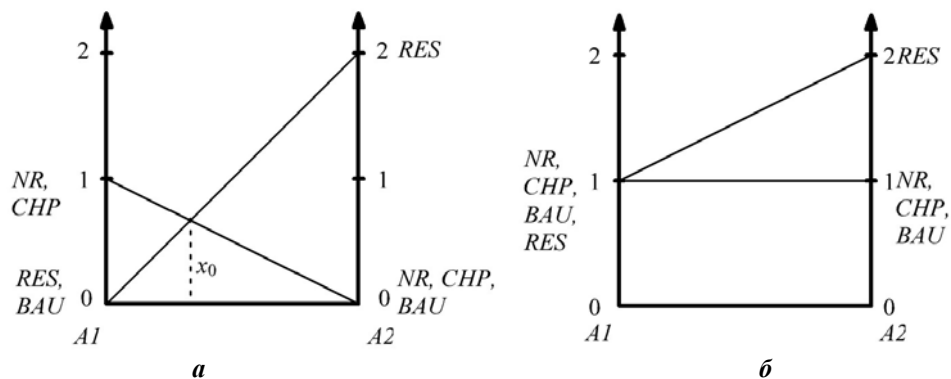


Рис. 5

**Висновки.** За результатами дослідження проблеми взаємної інтеграції локальних електроенергетичних систем Microgrid з джерелами РГ та НВДЕ з централізованими електроенергетичними системами, котра полягає в узгодженні цілей та параметрів режимів функціонування означених систем, запропоновано моделі систем, що синтезуються, будувати на основі теорії ігор. Такий спосіб побудови створює можливість відображення різносторонньої взаємодії (на технічному та економічному / ринковому рівнях) зазначених систем. Формалізовано постановку задачі багатокритеріальної оптимізації для моделей локальних систем з джерелами РГ та моделей централізованих електроенергетичних систем у рамках теорії ігор. Запропоновано процедуру оптимізації моделі синтезованої системи у вигляді формалізованої гри на основі використання механізмів динамічної тарифікації як елементу програм керування попитом, котра дає змогу знайти найоптимальніше серед інших оптимальних рішень поставленої ігрової задачі знаходженням рівноважних за Нешем стратегій гравців.

1. Shaping a secure and sustainable energy future for all. URL: <https://www.iea.org> (дата звернення 15.05.2022)
2. Ackerman T., Knyazkin V. Interaction between distributed generation and the distribution network: operation aspects. IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia Pacific. Yokohama, Japan, October 6-10, 2002. Vol. 2. Pp. 1357-1362. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDC.2002.1177677>
3. Denysiuk S., Derevianko D. The cost based DSM methods in microgrids with DG sources. IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek). Kharkiv, Ukraine, September 13-17, 2021. Vol. 1. Pp. 544-548. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9570096>
4. Hatziargyriou N. Microgrids: Architectures and Control. IEEE Press: JohnWiley & Sons, 2014. 344 p.
5. Esposito G., Golovanov N., Lazaroiu C., Zaninelli D. Impact of Embedded Generation on the Voltage Quality of Distribution Networks. *Electrical Power Quality and Utilisation, EPQU*. 2007. Vol. 3. No 1. URL: [http://www.leonardo-energy.org/webfm\\_send/1079](http://www.leonardo-energy.org/webfm_send/1079) (дата звернення 15.05.2022).
6. Nazari M.H., Bagheri Sanjareh M., Khodadadi A., Torkashvand M., Hosseinian S.H. An economy-oriented DG-based scheme for reliability improvement and loss reduction of active distribution network based on game-theoretic sharing strategy. *Sustainable Energy, Grids and Network*. 2021. Vol. 27. 100514. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.segan.2021.100514>
7. Блінов І.В., Трач І.В., Парус Є.В., Дерев'яно Д.Г., Хоменко В.М. Регулювання напруги та реактивної потужності в розподільних електричних мережах шляхом використання розосереджених відновлюваних джерел енергії. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 2. С. 60-69. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2022.02.060>.
8. Hussain M., Gao Y. A review of demand response in an efficient smart grid environment. *The Electricity Journal*. 2018. Vol. 31. Pp. 55-63.
9. Кириленко О.В., Блінов І.В., Парус Є.В., Трач І.В. Оцінка ефективності використання систем накопичення електроенергії в електричних мережах. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 4. С. 44-54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2021.04.044>.
10. Khan Ahsan Raza, Anzar Mahmood, Awais Safdar, Khan Zafar A., Khan Naveed Ahmed. Load forecasting, dynamic pricing and DSM in smart grid: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2016. No 54. Pp. 1311-1322. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.10.117>

## SYNTHESIS OF MODELS OF LOCAL POWER SYSTEMS WITH DISTRIBUTED GENERATION SOURCES

S.P. Denysiuk, D.H. Derevianko, H.S. Bielokha  
National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,  
Peremohy ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.  
E-mail: [dereviankodenys@gmail.com](mailto:dereviankodenys@gmail.com)

*The problems of integration of Microgrids which include DG sources and RES with centralized electric power systems are investigated in this paper. The main stages and tasks of synthesis of models of these systems are analyzed. Authors propose to create models of the synthesized systems based on game-theoretic approach which allows to take into account the interests (objective functions) of the models of both Microgrids and centralized systems. Such method allows to reflect the diverse interaction of the systems with DG sources and RES and centralized power systems. Based on the proposed method, the problem of multi-criterion optimization for models of such systems in the framework of game theory is formulated by authors. The procedure of optimization of the synthesized system model in a formalized game is proposed/ This procedure is based on the mechanisms of dynamic pricing and allows to find the most optimal solutions for the game task. References 10, figures 5.*

**Key words:** Microgrid, distributed generation, optimization of models of synthesized systems, synthesis of models of systems with distributed generation sources, game theory.

1. Shaping a secure and sustainable energy future for all. URL: <https://www.ica.org> (accessed at 15.05.2022)
2. Ackerman T., Knyazkin V. Interaction between distributed generation and the distribution network: operation aspects. IEEE/PES *Transmission and Distribution* Conference and Exhibition: Asia Pacific. Yokohama, Japan, October 6-10, 2002. Vol. 2. Pp. 1357–1362. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDC.2002.1177677>
3. Denysiuk S., Derevianko D. The cost based DSM methods in microgrids with DG sources. IEEE 2nd KhPI Week on *Advanced Technology* (KhPIWeek). Kharkiv, Ukraine, September 13-17, 2021. Vol. 1. Pp. 544-548. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9570096>
4. Hatziaargyriou N. *Microgrids: Architectures and Control*. IEEE Press: JohnWiley & Sons, 2014. 344p.
5. Esposito G., Golovanov N., Lazaroiu C., Zaninelli D. Impact of Embedded Generation on the Voltage Quality of Distribution Networks. *Electrical Power Quality and Utilisation, EPQU*. 2007. Vol. 3. No 1. URL: [http://www.leonardo-energy.org/webfm\\_send/1079](http://www.leonardo-energy.org/webfm_send/1079) (accessed at 15.05.2022).
6. Nazari M.H., Bagheri Sanjareh M., Khodadadi A., Torkashvand M., Hosseinian S.H. An economy-oriented DG-based scheme for reliability improvement and loss reduction of active distribution network based on game-theoretic sharing strategy. *Sustainable Energy, Grids and Network*. 2021. Vol. 27. 100514. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.segan.2021.100514>
7. Blinov I.V., Trach I.V., Parus Ye.V., Derevianko D.H., Khomenko V.M. Voltage and reactive power regulation in distribution networks by the means of distributed renewable energy sources. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 2. Pp. 60–69. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.060> (Ukr).
8. Hussain M., Gao Y. A review of demand response in an efficient smart grid environment. *The Electricity Journal*. 2018. Vol. 31. Pp. 55–63.
9. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Parus E.V., Trach I.V. Evaluation of efficiency of use of energy storage system in electric networks. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 4. Pp. 44–54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.044> (Ukr).
10. Khan Ahsan Raza, Anzar Mahmood, Awais Safdar, Khan Zafar A., Khan Naveed Ahmed. Load forecasting, dynamic pricing and DSM in smart grid: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2016. No 54. Pp. 1311–1322. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.10.117>

Надійшла 23.05.2022

Остаточний варіант 03.06.2022



## ВИЗНАЧЕННЯ СКЛАДОВИХ ВТРАТ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ В ДАЛЬНІЙ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧІ ЗМІННОГО СТРУМУ

Т.Л. Кацадзе<sup>1\*</sup>, канд. техн. наук, В.В. Чижевський<sup>1\*\*</sup>, канд. техн. наук,  
Н.В. Буслова<sup>1\*\*\*</sup>, канд. техн. наук, В.В. Черкашина<sup>2\*\*\*\*</sup>, докт техн. наук,  
<sup>1</sup> НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського», e-mail: [teymuraz@ukr.net](mailto:teymuraz@ukr.net)  
пр. Перемоги 37, Київ, 03056, Україна.

<sup>2</sup> Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,  
вул. Киричова 2, Харків, 61002, Україна.

*Досліджено складові втрат активної потужності в дальніх електропередачах змінного струму. Показано, що в режимах малих та середніх навантажень основну частку втрат складають втрати на корону. Недосконалість чинної методики визначення втрат потужності на корону, які носять кліматичний характер, обумовлює спосіб виокремлення цих втрат зі складу сумарних після розрахунку навантажувальних втрат потужності. Одержано чотирикомпонентну формулу для визначення навантажувальних втрат активної потужності. Показано, що задля уточнення розрахункової моделі необхідно враховувати фактичну температуру проводу з урахуванням зміни погодних умов вздовж траси лінії. Наведено результати розрахунку складових втрат активної потужності в повітряній лінії 750 кВ «Західноукраїнська–Вінницька» протягом доби 13 вересня 2021 р. Бібл. 9, рис. 4, табл. 3.*

**Ключові слова:** дальня електропередача, втрати потужності на корону, навантажувальні втрати потужності, тепловий баланс проводу.

**Вступ.** Ефективне управління режимом електричної системи передбачає мінімізацію втрат активної потужності на передачу електричної енергії по мережах ліній електропередавання. В електропередачах надвисокої номінальної напруги втрати активної потужності поділяють на навантажувальні, обумовлені розсіюванням джоулева тепла, втрати на корону та втрати, обумовлені струмами витоку через ізоляцію. Зазначимо, що втрати потужності на корону складають істотну частину загальних втрат в експлуатаційних режимах ліній електропередавання. На рис. 1 показано графіки залежності складових втрат активної потужності в лінії електропередавання напругою 750 км завдовжки 363 км від навантаження, яке несе електропередача, де лінія 1 представляє навантажувальні втрати; 2 – втрати на корону; 3 – сумарні втрати активної потужності. Зазначимо, що розрахункова модель електропередачі відповідає повітряній лінії «Західноукраїнська – Вінницька» із конструкцією фази 4×АС-400/93 з кроком розщеплення 600 мм на опорах ПП, ПП-750-5, ПО, ПМО.

Аналіз інформації, наведеної на рис. 1, свідчить про те, що в діапазоні навантажень приблизно до 40% натуральної потужності електропередачі втрати активної потужності на корону перевищують навантажувальні втрати в лінії електропередавання. Зазначимо, що результати на рис. 1 відповідають певній ідеалізації режиму, зокрема прийнято середньорічні втрати активної потужності на корону відповідно до [1]; крім того погонний активний опір лінії електропередавання прийнято фіксованим, таким, що дорівнює електричному опору за температури +20°C. Урахування фактичних атмосферних умов вздовж траси лінії вимагає істотного корегування розрахункової моделі.

Слід зазначити, що втрати активної потужності носять кліматичний характер та їхнє визначення потребує залучення складних методик [2, 3, 4], які дають змогу тільки оцінити ці втрати та обумовлюють певну похибку під час визначення втрат потужності для фактичних режимів

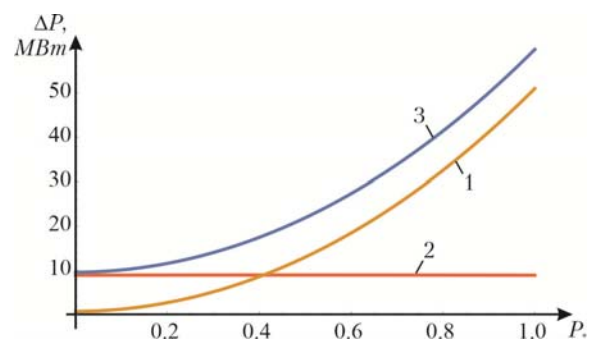


Рис. 1

© Кацадзе Т.Л., Чижевський В.В., Буслова Н.В., Черкашина В.В., 2022

ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0002-8365-0046>; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-1224-1798>;

\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-1333-9973>; \*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-5639-9722>

електропередачі. Так, чинні нормативи розрахунку втрат [1] передбачають поділ погодних умов в районі траси лінії на чотири групи (ясно, сніг, дощ, паморозь) та визначають питомі втрати на корону для кожної групи погоди. Слід зазначити, що в нормативному документі [1] представлено обмежений сортамент конструктивного виконання повітряних ліній, сам нормативний документ базується на застарілій методиці [4], не враховує особливості погодних умов України та обумовлює занижені значення втрат активної потужності на корону порівняно із результатами вимірювань [5].

**Мета роботи** полягає у розробці математичної моделі виокремлення складових втрат активної потужності в робочих режимах дальньої електропередачі.

**Матеріали дослідження.** Автори пропонують спосіб визначення втрат потужності на корону шляхом виокремлення із складу сумарних втрат потужності втрат, обумовлених протіканням робочих струмів з урахуванням фактичного активного опору на кожній ділянці лінії електропередавання. Такий розрахунок можна організувати, наприклад, для ретроспективного аналізу режимів ліній електропередавання на базі даних ОІК АСДУ та архівів метеорологічних служб щодо погодних умов в районі траси лінії.

Розв'язання задачі виокремлення навантажувальних втрат активної потужності базується на дослідженні законів розподілу робочого струму вздовж лінії електропередавання. Навантажувальні втрати активної потужності можна визначити шляхом інтегрування втрат на кожній елементарній ділянці лінії

$$\Delta P_L = \int_0^l I(x)^2 r_0(x) dx, \quad (1)$$

де  $I(x)$  – функція розподілу струму вздовж лінії електропередавання;  $r_0(x)$  – погонний активний опір лінії електропередавання на відповідній ділянці лінії;  $l$  – довжина лінії.

В [6] показано, що закон розподілу робочого струму вздовж дальньої електропередачі можна представити у вигляді чотирикомпонентного виразу

$$I(x) = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{k_{2o}^l U_2^2 + k_{2k}^l I_2^2 + k_{2p}^l P_2 + k_{2Q}^l Q_2}, \quad (2)$$

де  $U_2$ ,  $I_2$ ,  $P_2$ ,  $Q_2$  – напруга, струм, активна та реактивна потужність наприкінці електропередачі;  $k_{2o}^l$ ,  $k_{2k}^l$ ,  $k_{2p}^l$ ,  $k_{2Q}^l$  – коефіцієнти компонент струму неробочого ходу, короткого замкнення, транзиту активної та реактивної потужності відповідно, які визначаються за формулами

$$\begin{aligned} k_{2o}^l &= \frac{1}{2(p_c^2 + q_c^2)} (\cosh(2\alpha_0 x) - \cos(2\beta_0 x)); \\ k_{2k}^l &= \frac{1}{2} (\cosh(2\alpha_0 x) + \cos(2\beta_0 x)); \\ k_{2p}^l &= \frac{1}{(p_c^2 + q_c^2)} (p_c \sinh(2\alpha_0 x) + q_c \sin(2\beta_0 x)); \\ k_{2Q}^l &= \frac{1}{(p_c^2 + q_c^2)} (p_c \sin(2\beta_0 x) - q_c \sinh(2\alpha_0 x)), \end{aligned}$$

де  $p_c$ ,  $q_c$  – дійсна та уявна складові хвильового опору електропередачі відповідно;  $\alpha_0$  – коефіцієнт загасання;  $\beta_0$  – коефіцієнт фази;  $x$  – відстань від кінця лінії електропередавання.

Інтегрування виразу (1) дає змогу сформулювати чотирикомпонентну формулу задля розрахунку навантажувальних втрат активної потужності

$$\Delta P_L = d_{2o}^{P_L} U_2^2 + d_{2k}^{P_L} I_2^2 + d_{2p}^{P_L} P_2 + d_{2Q}^{P_L} Q_2, \quad (3)$$

де коефіцієнти компонент втрат становлять

$$d_{2o}^{P_L} = \frac{r_0}{4(p_c^2 + q_c^2)} \left( \frac{\sinh(2\alpha_0 l)}{\alpha_0} - \frac{\sin(2\beta_0 l)}{\beta_0} \right);$$

$$\begin{aligned}
 d_{2k}^{P_L} &= \frac{r_0}{4} \left( \frac{\sinh(2\alpha_0 l)}{\alpha_0} + \frac{\sin(2\beta_0 l)}{\beta_0} \right); \\
 d_{2P}^{P_L} &= \frac{r_0}{p_c^2 + q_c^2} \left( \frac{p_c \sinh(\alpha_0 l)^2}{\alpha_0} + \frac{q_c \sin(\beta_0 l)^2}{\beta_0} \right); \\
 d_{2Q}^{P_L} &= \frac{r_0}{p_c^2 + q_c^2} \left( \frac{p_c \sin(\beta_0 l)^2}{\beta_0} - \frac{q_c \sinh(\alpha_0 l)^2}{\alpha_0} \right).
 \end{aligned} \tag{4}$$

Решту втрат активної потужності, очевидно, складають втрати на корону

$$\Delta P_c = \Delta P - \Delta P_L,$$

де  $\Delta P$  – сумарні втрати активної потужності, визначені, наприклад, за архівними даними ОІК АСДУ як різниця потоків активної потужності на початку та наприкінці лінії.

Зазначимо, що під час виконання розрахунків навантажувальних втрат активної потужності у виразі (4) слід підставляти фактичний погонний активний опір лінії електропередавання з урахуванням скін-ефекту та фактичної температури проводу у поточному режимі.

Під час моделювання усталених режимів електричних систем проявом скін-ефекту, зазвичай, нехтують через зневажливо мале збільшення активного опору проводів за промислової частоти 50 Гц. Разом з тим, конструктивне виконання повітряних ліній надвисокої номінальної напруги передбачає застосування проводів великих перерізів, діаметр яких сумірний з глибиною скін-шару. В результаті, відповідно до методики, представленої у [7, 8], для проводів марки АС-400/93, які застосовано в конструкції повітряної лінії «Західноукраїнська–Вінницька», скін-ефект зумовлює збільшення активного опору проводів на 2,5% по відношенню до електричного опору.

Для визначення активного опору проводів з урахуванням їхньої фактичної температури необхідно скласти тепловий баланс відповідно до методики, наведеної у [8, 9],

$$P_J + P_M + P_S = P_c + P_r,$$

де  $P_J$  – джоулеве тепло, обумовлене нагріванням проводу робочим струмом;  $P_M$  – нагрівання, обумовлене перемагніченням сталевго осердя сталевго алюмінієвого проводу;  $P_S$  – нагрівання проводу сонячним випромінюванням;  $P_c$  – конвективне охолодження;  $P_r$  – інфрачервоне випромінювання.

Особливість розрахунку теплового балансу проводів дальньої електропередачі полягає в необхідності врахування не тільки розподілу режимних параметрів, зокрема робочого струму вздовж електричної довжини лінії, але й розподілу атмосферних умов вздовж траси лінії. Так для розрахунку досліджуваної лінії «Західноукраїнська–Вінницька» було використано архівні дані ОІК Південнозахідної та Західної енергосистем за 13 вересня 2021 року та архівні дані метеорологічних станцій м. Вінниця, смт. Нова Ушиця Хмельницької обл., м. Чортків Тернопільської обл. та м. Стрий Львівської обл., розташованих вздовж траси повітряної лінії. Оскільки характеристики погодних умов вздовж лінії змінювалися неістотно, параметри в проміжних точках лінії визначено шляхом лінійної інтерполяції.

Задля спрощення розрахункової моделі траса лінії була поділена на ділянки завдовжки 30 км з умовно незмінними характеристиками погодних умов. Табл. 1 та 2 представляють дані розрахунку теплового балансу в окремих точках електропередачі на початку (підстанція «Західноукраїнська-750»), в проміжних точках (поблизу м. Чортків та смт. Нова Ушиця) та наприкінці (підстанція «Вінницька-750») електропередачі для режимів часових зрізів о 3-й годині ранку та 15-й годині дня. На рис. 2 показано дані розрахунку розподілу температури проводу вздовж траси лінії для досліджуваних режимів, зокрема, криві 1 представляють розподіл робочого струму вздовж траси лінії; 2 – розподіл температури атмосфери; 3 – розподіл робочої температури проводу.

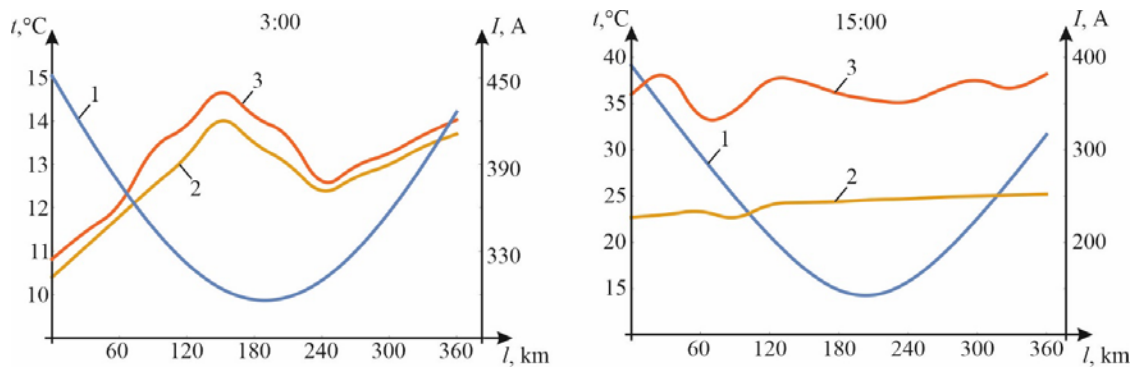
Аналіз інформації, наведеної у табл. 1 і 2 та на рис. 2, свідчить про те, що відносно невеликі робочі струми практично не нагрівають провід і його температура визначається, в основному, температурою повітря, нагріванням сонячною інсоляцією та конвективним охолодженням. На рис. 3 наведено графіки зміни протягом доби робочого струму (крива 1), температури повітря (крива 2) та температури проводу в районі підстанції «Вінницька-750».

**Таблиця 1**

Точка лінії	$t_a, ^\circ\text{C}$	вітер	хмарн.	$P_J, \text{W/m}$	$P_S, \text{W/m}$	$P_C, \text{W/m}$	$P_r, \text{W/m}$	$t_{ss}, ^\circ\text{C}$	$r_0, \text{m}\Omega/\text{km}$
ПС «ЗУ»	10,4	–	0	0,892	0	0,739	0,159	10,8	17,52
Чортків	14,0	–	0	0,413	0	0,157	0,256	14,6	17,85
Н.Ущиця	12,4	з 2 м/с	0	0,424	0	0,339	0,085	12,6	17,37
ПС «Вінниця»	13,7	пз 2 м/с	3	0,807	0	0,680	0,129	14,0	17,73

**Таблиця 2**

Точка лінії	$t_a, ^\circ\text{C}$	вітер	хмарн.	$P_J, \text{W/m}$	$P_S, \text{W/m}$	$P_C, \text{W/m}$	$P_r, \text{W/m}$	$t_{ss}, ^\circ\text{C}$	$r_0, \text{m}\Omega/\text{km}$
ПС «ЗУ»	22,7	пз 7 м/с	6	0,742	29,952	24,582	6,100	36,0	19,37
Чортків	24,3	з 2 м/с	3	0,143	30,125	23,938	6,247	37,7	19,50
Н.Ущиця	24,7	пн 2 м/с	5	0,119	30,241	25,548	4,844	35,2	19,31
ПС «Вінниця»	25,2	пз 3 м/с	3	0,489	30,068	24,343	6,103	38,2	19,53



**Рис. 2**

Представлена модель дає змогу визначити погонний активний опір на кожній ділянці лінії та реалізувати розрахунок навантажувальних втрат потужності за виразом (3). Урахування фактичних погодних умов в районі траси лінії дозволяє підвищити точність розрахунку навантажувальних втрат потужності.

час	$P, \text{MW}$	$U, \text{kV}$	$\Delta P_L, \text{kW}$	$\Delta P_C, \text{kW}$
0:00	360,9	757,8	2090,7	8003,1
3:00	393,7	765,6	2471,7	10176,1
6:00	347,7	763,0	2452,7	22460,9
9:00	228,3	426,0	1438,9	13220,4
12:00	251,3	757,1	1812,7	15095,8
15:00	182,3	756,7	1852,7	16040,1
18:00*	175,6	753,3	1275,1	31975,7
21:00	121,8	754,1	887,7	16252,1
24:00	216,8	759,7	1420,4	10856,4

\*Примітка: дощ, гроза

Результати визначення складових втрат активної потужності відповідно до теплового розрахунку проводу повітряної лінії в районі підстанції «Вінницька-750» протягом доби 13 вересня 2021 року наведено у табл. 3 та на рис. 4 – зміна складових втрат потужності протягом доби. Аналіз отриманих результатів підтверджує попередній висновок щодо переважній частки втрат потужності на корону в досліджуваних режимах електропередачі, особливо після випадіння крапель роси на поверхні проводу (о 6:00) та під час дощу (о 18:00). Очевидно, що урахування погодних умов в районі траси лінії дозволяє підвищити точність розрахунку

навантажувальних втрат потужності та точніше виокремити втрати активної потужності на корону.

**Висновки.**

Запропоновано чотирикомпонентну структуру розрахункової формули для визначення навантажувальних втрат активної потужності, яка дає можливість організувати уточнений розрахунок складових втрат потужності в дальній електропередачі з урахуванням розподілу робочого струму вздовж електричної довжини лінії та теплового балансу проводів вздовж траси.

В режимах малих та середніх навантажень електропередач надвисокої номінальної напруги основну частку втрат активної потужності складають втрати на корону. Кліматичний характер таких втрат ускладнює процедуру їхнього визначення. Пропонується визначати втрати активної потужності на корону за даними ОІК АСДУ шляхом виокремлення навантажувальних втрат потужності.

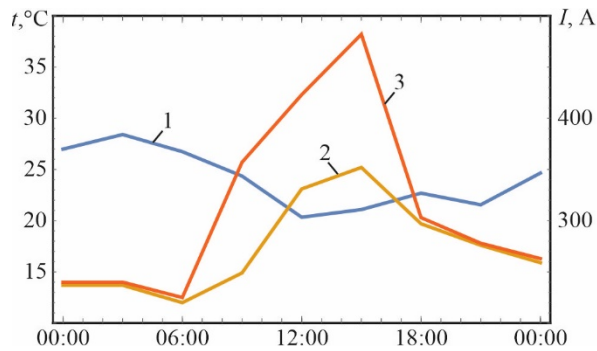


Рис. 3

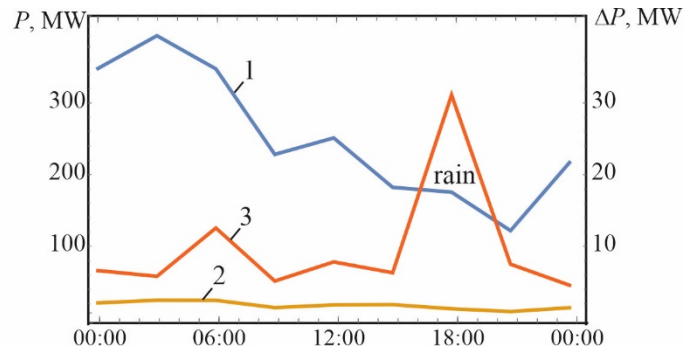


Рис. 4

1. Методичні рекомендації визначення технологічних витрат електричної енергії в трансформаторах і лініях електропередавання. СОУ-Н ЕЕ 40.1-37471933-82:2013. 2013.
2. Standard Definitions of Terms Relating to Corona and Field Effects of Overhead Power Lines. IEEE Std 539-1990. 1991.
3. Guide for Conducting Corona Tests on Hardware for Overhead Transmission Lines and Substations. IEEE, 2017.
4. Руководящие указания по расчёту потерь на корону и помех от короны при выборе проводов воздушных линий электропередачи переменного тока 330-750 кВ и постоянного тока 300-1500 кВ. РД 34.20.172. Москва, 2009. 71 с.
5. Тамазов А. И. Потери на корону в высоковольтных воздушных линиях электропередачи. М.: Спутник, 2016. 318 с.
6. Сулейманов В.М., Кацадзе Т.Л. Электричні мережі та системи. Київ: НТУ України КПІ, 2008. 456 с.
7. CIGRE, Alternating Current (AC) Resistance of Helically Stranded Conductors, 2008.
8. CIGRE, Guide for Thermal Rating Calculation of Overhead Lines, 2014.
9. Standard for Calculating the Current-Temperature Relationship of Bare Overhead Conductors, IEEE, 2014.

## DETERMINATION OF ACTIVE POWER LOSSES COMPONENTS IN LONG-DISTANCE AC POWER TRANSMISSION

T.L. Katsadze<sup>1</sup>, V.V. Chizhevskiy<sup>1</sup>, N.V. Buslova<sup>1</sup>, V.V. Cherkashyna<sup>2</sup>

<sup>1</sup>National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,  
37, Prospect Peremohy, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: [teymuraz@ukr.net](mailto:teymuraz@ukr.net)

<sup>2</sup>National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,  
2, Kyrpychova str., 61002, Kharkiv, Ukraine

*The components of active power losses in long-distance AC power transmission are investigated. It is shown that in the modes of low and medium loads the main share of losses are corona losses. The imperfection of the current method of determining the corona power losses, which are climatic in nature, determines the method of separating these losses from the total after calculating the load power losses. A four-component formula for determining the load losses of active power is obtained. It is shown that to clarify the calculation model it is necessary to take into account the actual temperature of the wire, taking into account changes in weather conditions along the route of the line. The results of calculation of components of active power losses in the 750 kV overhead transmission line "Zakhidnoukrainska-Vynnytska" during the day of September 13, 2021 are given. References 9, figures 4, tables 3.*

**Keywords:** Long-distance power transmission, corona power losses, load power losses, thermal balance

1. SOU-N EE 40.1-37471933-82:2013 Methodical recommendations for determining the technological losses of electricity in transformers and power lines, 2013. (Ukr)
2. IEEE Std 539-1990 Standard Definitions of Terms Relating to Corona and Field Effects of Overhead Power Lines, 1991.
3. IEEE, Guide for Conducting Corona Tests on Hardware for Overhead Transmission Lines and Substations, 2017.
4. RD 34.20.172 Guide for Calculating Corona Loss and Corona Interference in the Selection of 330-750 kV AC and 300-1500 kV DC Overhead Transmission Lines. Moskva, 2009. 71 p. (Rus)
5. Tamazov A.I., Corona losses in high voltage overhead power lines, Moskva: Sputnik, 2016. 318 p. (Rus)
6. Suleymanov V.M., Katsadze T.L. Electrical Networks and Systems. Kyiv: Natsionalnyi tekhnichnyi universytet Ukrainy Kievskii politekhnichnyi instytut, 2008. 456p. (Ukr)
7. CIGRE, Alternating Current (AC) Resistance of Helically Stranded Conductors, 2008.
8. CIGRE, Guide for Thermal Rating Calculation of Overhead Lines, 2014
9. IEEE, Standard for Calculating the Current-Temperature Relationship of Bare Overhead Conductors, 2014.

Надійшла 30.05.2022

Остаточний варіант 06.06.2022



## ПРОГНОЗУВАННЯ ДОБОВИХ ГРАФІКІВ СУМАРНИХ НЕБАЛАНСІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ В ОЕС УКРАЇНИ

**В.В. Сичова\***

Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: [shorl@ukr.net](mailto:shorl@ukr.net)

*Обґрунтовано актуальність задачі короткострокового прогнозування небалансів електроенергії в умовах функціонування сучасного ринку електроенергії України. Проведено порівняння результатів прогнозування добових графіків небалансів електричної енергії за допомогою авторегресійних моделей ARIMA, VARMA та розроблених на їх основі комбінованих моделей з урахуванням впливу прогнозованих значень генерації відновлюваних джерел енергії. Аналіз отриманих результатів показав, що модель векторної авторегресії VARMA має точніші результати серед обраних. Бібл. 11, рис. 2, табл. 2.*

**Ключові слова:** короткострокове прогнозування небалансів електроенергії, ARIMA, VARMA, декомпозиція, ринок електричної енергії

**Вступ.** Сьогодні важливим чинником, що впливає на надійність та ефективність роботи об'єднаної електроенергетичної системи (ОЕС) України та результати роботи ринку електричної енергії [1], є стрімке зростання небалансів електроенергії, яке спостерігається з початку роботи нової моделі оптового ринку електричної енергії [2-4], що обумовлено, зокрема, недостатньою точністю прогнозування графіків роботи учасників ринку електричної енергії України [5-7]. Сумарний небаланс електричної енергії включає наступні складові: похибка прогнозу споживання електричної енергії, похибка прогнозу обсягів генерації ВДЕ [8], різниця між фактичним відпуском постачальників послуг з балансування та диспетчерською командою, перебоїв з електропостачанням у зв'язку з аварійними ситуаціями в енергосистемі. Небаланс електричної енергії це розрахована відповідно до правил ринку [9] для кожного розрахункового періоду різниця між фактичними обсягами відпуску або споживання, імпорту, експорту електричної енергії сторони, відповідальної за баланс, та обсягами купленої і проданої електричної енергії, зареєстрованими відповідно до правил ринку. Наразі прогнозування значень сумарних небалансів електроенергії є особливо актуальною задачею. Оператор системи передачі в реальному часі купує або продає електричну енергію, необхідну для покриття небалансів на балансуєчому ринку. За результатами роботи сесій балансуєчого ринку визначаються ціни небалансів, за якими виставляються рахунки учасникам ринку за недотримання заявлених обсягів купівлі-продажу електричної енергії.

Наявність попередньої інформації про небаланси електричної енергії дає змогу: оператору системи передачі підвищити точність формування режиму роботи енергосистеми, а зниження похибки прогнозів сумарного небалансу – оптимізувати роботу щодо покриття небалансів на балансуєчому ринку та ринку допоміжних послуг і таким чином підвищити надійність функціонування ОЕС України. Підвищення точності прогнозу небалансів дає можливість учасникам ринку, зокрема і електропостачальним компаніям, уточнити стратегії своєї участі в різних сегментах ринку для зниження вартості електричної енергії.

Підвищення точності прогнозу небалансів матиме ефект і на роздрібному ринку електричної енергії, оскільки дає змогу електропостачальним компаніям ефективніше розподіляти ресурси на покриття витрат на небаланс та, як наслідок, підвищити свою конкурентоспроможність за рахунок зниження вартості електричної енергії для споживача.

**Мета публікації.** Опис результатів дослідження переваг та недоліків математичних моделей для вирішення задачі короткострокового прогнозування сумарних небалансів електричної енергії.

**Матеріали і методи.** Для дослідження використано вибірки погодинних значень позитивних й негативних небалансів електричної енергії ОЕС України періоду 01.04.2021-16.08.2021 (138 діб) за даними Оператора системи передачі.

За результатами попереднього аналізу досліджуваних вибірок виявлено високу автокореляцію вибірок (89,93% й 81,09% відповідно для вибірок позитивних й негативних небалансів електроенер-

---

© Сичова В.В., 2022

\* ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0001-7385-1680>

гії) й взаємну кореляцію між вибірками у профілі години між чотирма сусідніми годинними зрізами ( $58 \div 98\%$  та  $29 \div 67\%$  відповідно для вибірок позитивних й негативних небалансів електроенергії). Тому для прогнозування запропоновано застосування моделей на основі авторегресії типу autoregressive integrated moving average (ARIMA) та vector autoregressive moving average (VARMA) [10], що обумовлено можливістю побудови однофакторних моделей в умовах обмеженої вибірки передісторії. Для використання останньої дані розділені на 6 матриць  $n \times 4$ ,  $n$  – об'єм вибірки, 4 – кількість годинних перерізів.

Як фактор впливу на значення небалансів електроенергії розглянуто прогнозовані значення обсягів загальної генерації ВДЕ. Коефіцієнти кореляції між небалансами електроенергії та обсягами генерації ВДЕ у профілі години коливаються в межах  $1 \div 28\%$  для позитивних небалансів електроенергії та  $1 \div 38\%$  – для негативних. З метою виділення компоненти часового ряду, яка залежить від прогнозів генерації ВДЕ, до вибірки передісторії застосовано попередню декомпозицію за допомогою методу емпіричної модової декомпозиції (метод Гільберта-Хуанга) [11], алгоритм якого полягає у наступному.

1. Пошук у кривій значень небалансів електроенергії годинного перерізу  $dP(x)$  локальних екстремумів, групування окремо локальних мінімумів та максимумів.

2. Побудова оригінальних кривих шляхом інтерполяції кривих локальних мінімумів  $ub(xb)$  та максимумів  $ut(xt)$ . Оскільки кількість точок в оригінальних кривих може суттєво відрізнятись, необхідно інтерполювати (за допомогою кубічних сплайнів) та екстраполювати (за допомогою методу Брауна першого порядку) їхні функції на всьому об'ємі вибірки  $ub(x)$  та  $ut(x)$  відповідно там, де  $x$  змінюється від 1 до  $n$  – об'єм вибірки.

3. Тоді перша складова  $m$  знаходиться як середнє значення між функціями  $ub(x)$  та  $ut(x)$

$$m_i = (ub_i + ut_i) / 2. \quad (1)$$

4. Друга складова  $c_k$  ( $k$  – номер ітерації) є різницею між значеннями повного навантаження та першою складовою.

5. На наступних ітераціях  $y(x)$  приймає значення  $m_{k-1}$  й алгоритм 1-4 продовжується доти, доки кількість локальних мінімумів або максимумів не буде меншою ніж 2.

Удосконалення прогнозних моделей задля врахування впливу зовнішніх факторів на зміну

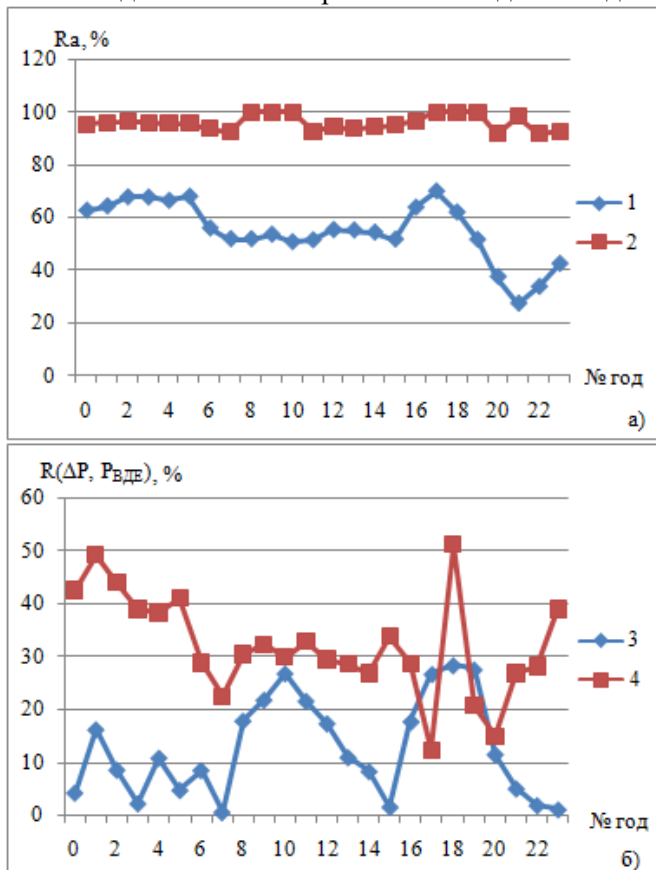


Рис. 1

значень небалансів електроенергії виконано шляхом корегування методу декомпозиції наступним чином. Після кожної ітерації виділені складові  $c_k$  додаються, й розраховується коефіцієнт кореляції між сумою виділених складових  $\sum c_k$  та прогнозним обсягом генерації ВДЕ, його максимальне значення є додатковою умовою для зупинки циклу декомпозиції.

В результаті декомпозиції отримано базову складову  $m$ , яка не залежить від фактора впливу й має високе значення автокореляції та залежну складову  $c$ , що має тісний зв'язок із фактором впливу. У випадку позитивних небалансів електроенергії значення коефіцієнтів автокореляції базової складової у профілі години знаходиться у межах  $91,82 \div 99,98\%$ , що є значно вищим за значення коефіцієнтів автокореляції небалансів електроенергії у профілі години  $27,3 \div 69,97\%$  (рис. 1, а), значення коефіцієнтів кореляції між залежною складовою небалансів та фактором впливу  $12 \div 51\%$  також підвищується відносно значень коефіцієнтів кореляції між небалансами електроенергії та фактором впливу, що проілюстровано на рисунку 1, б.

На рис. 1 крива 1 - коефіцієнти автокореляції  $R_a$  для годинних вибірок небалансів електроенергії; крива 2 – коефіцієнти автокореляції базової складової небалансів; крива 3 – коефіцієнти кореляції  $R(\Delta P, P_{ВДЕ})$  між вибірками небалансів та фактором впливу; крива 4 - коефіцієнти кореляції  $R(c, P_{ВДЕ})$  між залежною складовою небалансів та фактором впливу.

Зважаючи на підвищення показників автокореляції, прогнозування отриманої залежної складової здійснюється за допомогою моделі ARIMAX (регресор – прогнозовані обсяги генерації ВДЕ), базової – за допомогою моделей ARIMA та VARMA. Результуючий прогнозний графік є сумою окремо прогнозованих складових.

Встановлено, що для вибірки негативних небалансів електроенергії операція декомпозиції не створює подібного ефекту, тому для їхнього прогнозування застосовано лише моделі ARIMA та VARMA.

Отже, досліджувані моделі.

*Модель 1:* ARIMA ( $p, d, q$ ), де  $p=d=q=1$ . Прогнозування виконується в профілі години, тобто для кожної години доби побудовано окрему модель.

*Модель 2:* VARMA ( $p, q$ ), де  $p=0, q=1$ . Годинні профілі груповані по чотири.

*Модель 3:* комбінована модель 1 (К1) – складається із двох етапів: попередньої декомпозиції вибірки передісторії та безпосередньо прогнозування складових (базової за допомогою моделі ARIMA, залежної – ARIMAX) й синтез прогнозного графіка.

*Модель 4:* комбінована модель 2 (К2) – аналогічна моделі 3, за винятком прогнозування базової складової здійснюється за допомогою моделі VARMA(0, 1).

**Аналіз результатів прогнозування.** Прогнозування здійснено на три доби 14÷16.08.2020, горизонт прогнозування склав 24 точки.

У табл. 1 наведено значення відносних похибок (середні, максимальні й мінімальні) прогнозування позитивних та негативних небалансів електроенергії.

**Таблиця 1**

Похибка, %	Позитивні небаланси				Негативні небаланси	
	ARIMA	VARMA	K1	K2	ARIMA	VARMA
14.08.2020						
MAPE	32,9	24,01	30,34	66,42	50,00	37,15
MAX	76,06	59,09	84,48	145,90	169,56	137,89
MIN	0,99	3,86	2,06	13,90	8,53	1,24
15.08.2020						
MAPE	23,94	21,66	32,77	35,15	27,44	31,71
MAX	65,64	52,35	93,71	82,54	64,48	66,36
MIN	2,96	3,29	0,16	0,53	2,73	1,63
16.08.2020						
MAPE	434,14	533,50	515,17	440,71	69,25	50,77
MAX	1771,46	2060,99	2583,04	1541,36	356,19	126,48
MIN	29,95	49,05	53,80	24,64	6,15	3,21

У табл. 2 наведено значення середньоквадратичних похибок (RMSE) прогнозування.

**Таблиця 2**

Дата	Позитивні небаланси				Негативні небаланси	
	ARIMA	VARMA	K1	K2	ARIMA	VARMA
14.08.2020	423,31	336,18	400,90	714,66	419,20	401,72
15.08.2020	261,63	199,02	385,26	356,54	514,28	553,50
16.08.2020	644,01	790,58	909,94	716,53	392,19	366,75

Згідно результатів табл. 1 найвищу точність має модель векторної авторегресії VARMA, як при прогнозуванні позитивних, так і негативних небалансів електроенергії. За виключенням

16.08.2020 р., який є тим днем, що випадає із загального тренду (фактичні значення небалансів на багато нижчі від середніх). Тому модель VARMA має гірші результати, адже в ній неможливо врахувати поодинокі викидні значення. Навпаки використання VARMA в комбінованій моделі 2 призводить до зниження точності відносно комбінованої моделі 1, в якій застосовано ARIMA.

На рис. 2 зображено добові графіки відносних похибок прогнозування позитивних (а) й негативних (б) небалансів електроенергії.

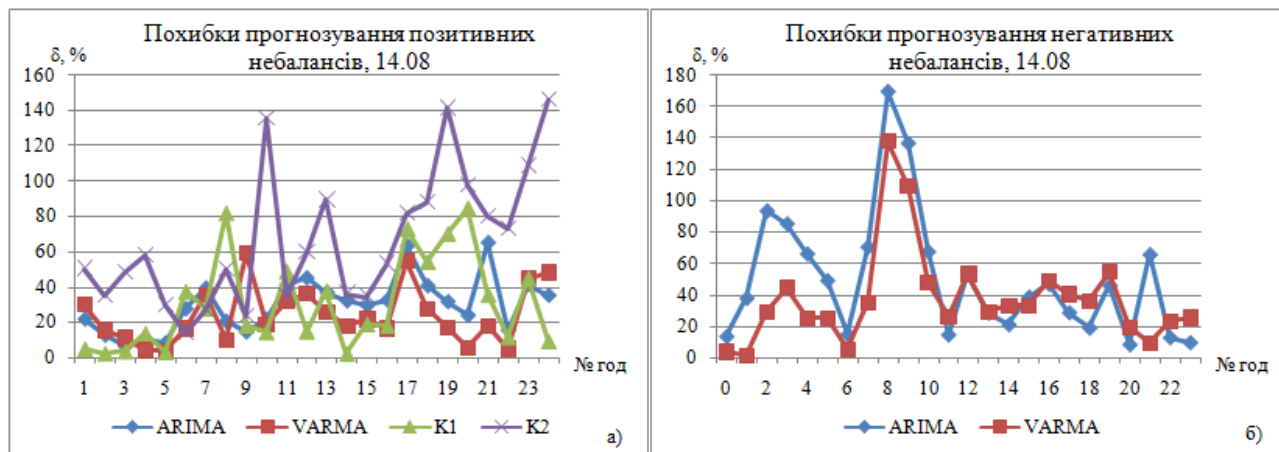


Рис. 2

Як видно із рис. 2, а модель K2 має різкі підвищення похибки прогнозу, особливо після 16 години. Однофакторні моделі ARIMA та VARMA мають більшу стабільність порівняно із комбінованими моделями. Також при прогнозуванні негативних небалансів модель VARMA (рис. 2, б) має вужчий діапазон похибок протягом доби й менш виражені екстремуми (за винятком 9 та 10 годин).

**Висновки.** Виконано дослідження різних моделей прогнозування небалансів електричної енергії ОЕС України, а саме ARIMA, VARMA та двох комбінованих моделей із застосуванням попередньої декомпозиції ретроспективної інформації за допомогою методу Гільберта-Хуанга та прогнозуванням отриманих складових із застосуванням методів авторегресії. Із розглянутих моделей найвищу точність короткострокового прогнозування позитивних й негативних небалансів електроенергії має модель векторної авторегресії VARMA.

Порівняльний аналіз результатів прогнозування розглянутих моделей свідчить про потребу у вдосконаленні способу врахування впливу сторонніх факторів на значення небалансів електроенергії, зокрема за рахунок пошуку інших факторів впливу та побудови більш гнучкої моделі зв'язку між ними. В цілому досліджувані авторегресійні моделі є перспективними для вирішення задачі короткострокового прогнозування небалансів електроенергії й мають бути вдосконалені та апробовані на даних інших сезонів.

*Роботу виконано в межах наукового проекту «Прогнозування сумарного небалансу електричної енергії в ОЕС України та його вплив на кінцеву вартість електричної енергії», КПКВК 6541030.*

1. Базюк Т.М., Блінов І.В., Буткевич О.Ф., Гончаренко І.С., Денисюк С.П., Жуйков В.Я., Кириленко О.В., Лук'яненко Л.М., Миколаєць Д.А., Осипенко К.С., Павловський В.В., Рибіна О.Б., Стелюк А.О., Танкевич С.Є., Трач І.В. Інтелектуальні електричні мережі: елементи та режими. К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2016. 400 с.

2. Про ринок електричної енергії: Закон України № 2019-VIII від 13.04.2017.

3. Ivanov H., Blinov I., Parus Ye. Simulation Model of New Electricity Market in Ukraine. IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS). Kyiv, Ukraine, April 17-19, 2019. Pp. 339-342. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764184>

4. Blinov I., Kyrylenko O., Parus E., Rybina O. Decentralized Market Coupling with Taking Account. Power Systems Transmission Network Constraints. Power Systems Research and Operation. Part of the: Studies in Systems, Decision and Control. Vol. 388. Springer, Cham. September 2021. DOI: [https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1\\_1](https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1_1)

5. Blinov I., Tankevych S. The harmonized role model of electricity market in Ukraine. 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS). Kyiv, Ukraine, June 7-11, 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521861>

6. Блінов І.В., Сичова В.В. Застосування методів декомпозиції у короткостроковому прогнозуванні сумарного електричного навантаження енергосистеми. *Праці інституту електродинаміки НАН України*. 2021. Вип. 59. С. 68-71. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.59.068>
7. Блінов І.В., Мірошник В.О., Шиманюк П.В. Оцінка вартості похибки прогнозу «на добу наперед» технологічних втрат в електричних мережах України. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 5. С. 70–73. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.070>
8. Іванов Г.А., Блінов І.В., Парус Є.В., Мірошник В.О. Складові моделі для аналізу впливу відновлювальних джерел енергії на ринкову вартість електроенергії в Україні. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 4. С. 72-75. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.072>
9. Про затвердження Правил ринку. Постанова НКРЕ КП № 307 від 14.03.2018.
10. George E. P. Box, Gwilym M. Jenkins, Gregory C. Reinsel, Greta M. Ljung. *Time Series Analysis. Forecasting and control*. John Wiley and Sons Inc., 2015. 712 p.
11. Huang N.E., Shen Z., Long S.R., Wu M.C., Shih H.H., Zheng Q., Yen N.-C., Tung C., Liu H.H. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis. *Proc. Royal. Society A*. 1998. Vol. 454. Issue 1971. Pp. 903–995. DOI: <https://doi.org/10.1098/rspa.1998.0193>

## FORECASTING OF DAILY SCHEDULES OF OVERALL ELECTRICITY IMBALANCES IPS OF UKRAINE

V.V. Sychova

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
56, Peremohy Ave., Kyiv, 03057, Ukraine,  
e-mail: [shorl@ukr.net](mailto:shorl@ukr.net)

*The urgency of the problem of short-term forecasting of electricity imbalances in the conditions of the modern electricity market of Ukraine is substantiated. A comparison of the results of forecasting daily graphs of electricity imbalances using autoregressive models ARIMA, VARMA and developed on their basis combined models with the influence of predicted values of generation of renewable sources. Analysis of the obtained results shows that the VARMA vector autoregression model has accurate results. References 11, figures 2, tables 2.*

**Keywords:** short-term forecasting of electricity imbalances, ARIMA, VARMA, decomposition, electricity market.

1. Bazyuk T.M., Blinov I.V., Butkevych O.F., Goncharenko I.S., Denysyuk S.P., Zhujkov V.Y., Kyrylenko O.V., Lukyanenko L.M., Mykolaets D.A., Osypenko K.S., Pavlovskiy V.V., Rybina O.B., Stelyuk A.O., Tankevych S.E., Trach I.V. *Intelligent electrical networks: elements and modes*. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2016. 400 p. (Ukr)
2. On the electricity market: Law of Ukraine No 2019-VIII of 13.04.2017. (Ukr)
3. Ivanov H., Blinov I., Parus Ye. Simulation Model of New Electricity Market in Ukraine. IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS). Kyiv, Ukraine, April 17-19, 2019. Pp. 339-342. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764184>
4. Blinov I., Kyrylenko O., Parus E., Rybina O. Decentralized Market Coupling with Taking Account. Power Systems Transmission Network Constraints. Power Systems Research and Operation. Part of the: Studies in Systems, Decision and Control. Vol 388. Springer, Cham. September 2021. DOI: [https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1\\_1](https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1_1)
5. Blinov I., Tankevych S. The harmonized role model of electricity market in Ukraine. 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS). Kyiv, Ukraine, June 7-11, 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521861>
6. Blinov I., Sychova V. Application of decomposition methods in short-term forecasting of total electric load of power system. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi akademii nauk Ukrainy*. 2021. Vyp. 59. Pp. 68-71. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.59.068> (Ukr)
7. Blinov I.V., Miroshnyk V.O., Shymanyuk P.V. Estimation of the cost of error of the forecast "for the day ahead" of technological losses in the electric networks of Ukraine. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 70-73. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.070> (Ukr)
8. Ivanov G., Blinov I., Parus E., Miroshnyk V. Component models for the analysis of the impact of renewable energy sources on the market value of 171 electricity in Ukraine. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 4. Pp. 2-75. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.072> (Ukr)
9. On Approval of Market Rules. NERC Resolution KP No 307 of March 14, 2018. (Ukr)
10. George E. P. Box, Gwilym M. Jenkins, Gregory C. Reinsel, Greta M. Ljung. *Time Series Analysis. Forecasting and control*. John Wiley and Sons Inc., 2015. 712 p.
11. Huang N.E., Shen Z., Long S.R., Wu M.C., Shih H.H., Zheng Q., Yen N.-C., Tung C., Liu H.H. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis. *Proc. Royal. Society London. A*. 1998. Vol. 454. . Issue 1971. Pp. 903-995. DOI: <https://doi.org/10.1098/rspa.1998.0193>

Надійшла 26.04.2022

Остаточний варіант 30.05.2022



МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ В СЕКЦІЙНОМУ КРИСТАЛІЗАТОРІ  
ДЛЯ ЕЛЕКТРОШЛАКОВОГО НАПЛАВЛЕННЯ МЕТАЛУ

Ю.М. Гориславець<sup>1\*</sup>, докт. техн. наук, О.І. Бондар<sup>1\*\*</sup>, канд. техн. наук,  
В.М. Проскудін<sup>2\*\*\*</sup>, канд. техн. наук, Ю.М. Кусков<sup>2\*\*\*\*</sup>, докт. техн. наук,  
С.В. Римар<sup>2\*\*\*\*\*</sup>, докт. техн. наук, А.В. Нетяга<sup>2\*\*\*\*\*</sup>

<sup>1</sup>Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: [yugoris@ukr.net](mailto:yugoris@ukr.net).

<sup>2</sup>Інститут електрозварювання ім. Є.О. Патона НАН України,

вул. К. Малевича, 11, Київ, 03150, Україна, e-mail: [elmag@paton.kiev.ua](mailto:elmag@paton.kiev.ua).

*Представлено тривимірну математичну модель для дослідження електромагнітних процесів, що протікають в секційному струмопідвідному кристалізаторі за електрошлакового наплавлення металу. Виконано чисельне моделювання електромагнітного поля в такій системі, отримано розподіли густини електричного струму, об'ємних тепловиділень в елементах системи, а також розподіл електромагнітних сил в рідкому шлаку. Проведено порівняння розрахункових і експериментальних значень інтегральних параметрів зазначеної системи. Бібл. 8, рис. 5, табл. 2.*

**Ключові слова:** електромагнітне поле, моделювання, секційний кристалізатор, електрошлакове наплавлення металу.

**Вступ.** Електрошлакове наплавлення (ЕШН) – це технологія нанесення розплавленого металу на робочу поверхню металевого виробу, за якої оплавлення основного та розплавлення присадного металів відбувається шляхом передачі теплоти, що виділяється у шлаковій ванні під час проходження через неї електричного струму. ЕШН ґрунтується на технології електрошлакового переплаву металу, яку вперше було розроблено в Інституті електрозварювання ім. Є.О. Патона НАН України [1, 2]. ЕШН застосовується в металургійному виробництві для наплавлення прокатних валків, у виробництві заготовок із біметалу, у машинобудуванні для наплавлення штампів тощо [3].

Один із способів формування наплавленого металу в процесі ЕШН полягає у використанні спеціальних формувальних пристроїв – водоохолоджуваних кристалізаторів, виготовлених, переважно, із міді. Їхні поверхні, що контактують з розплавами шлаку, захищають графітом або іншими матеріалами, оберігаючи їх від електрохімічної ерозії. Функціонально кристалізатори можуть бути електрично нейтральними, коли електрична напруга від джерела живлення подається на електрод, занурений у шлакову ванну [2], або струмопідвідними, коли напруга подається на кристалізатор [3-5].

Сутність ЕШН полягає у наступному. Електричний струм, проходячи через рідкий шлак, попередньо розплавлений, наприклад, електричною дугою, підтримує в ньому високу температуру, достатню для розплавлення присадного матеріалу, який подається у шлакову ванну, та оплавлення поверхні виробу (заготовки). Розплавлений метал у вигляді крапель піддається металургійній обробці та очищається від шкідливих домішок. Опускаючись на дно шлакової ванни, він кристалізується, утворюючи наплавлений шар металу, наприклад, металу підвищеної міцності та зносостійкості.

На рис. 1, а показано схематичне зображення однієї із систем електрошлакового наплавлення металу у вигляді двосекційного струмопідвідного кристалізатора. Верхня його секція 1 і є тією секцією, яка підводить струм до шлаку 2. Вона має вертикальний розріз 3, який перетворює її в одновитковий індуктор. Задля хімічного захисту внутрішню поверхню цієї секції покрито графітом 4. Нижня секція 5, яку називають формуючою, власне і виконує функцію кристалізатора. Вона встановлюється на металеву заготовку 6, на яку наплавляється метал. Секції кристалізатора між собою розділені еле-

© Гориславець Ю.М., Бондар О.І., Проскудін В.М., Кусков Ю.М., Римар С.В., Нетяга А.В., 2022

ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0003-1668-4972>, \*\* <https://orcid.org/0000-0002-1678-8862>,

\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-2737-5983>, \*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-8091-2274>,

\*\*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-0490-4608>, \*\*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-0576-8006>

кстроізоляційною прокладкою із азбесту 7. Струмopідвід від джерела живлення здійснюється до заготовки через клему 8 та через одну із клем 9 верхньої розрізної секції.

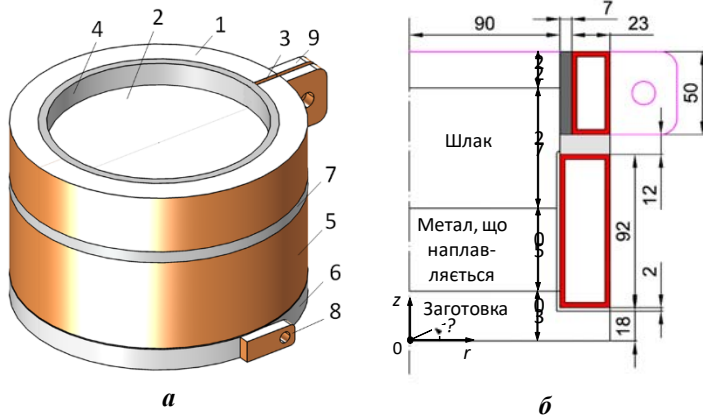


Рис. 1

На рис. 1, б зображено праву частину повздовжнього розрізу кристалізатора з його геометричними розмірами.

Таке конструктивне рішення спричиняє складне тривимірне розтікання електричного струму в системі, що, як показує практика, окрім нагрівання створює вихровий (зокрема обертовий) рух рідкого шлаку в струмопідвідному кристалізаторі [3, 4].

#### Постановка задачі дослідження.

Задача дослідження полягає у визначенні основних закономірностей електромагнітних процесів, що протікають в такій

системі, які є першопричиною інших фізичних процесів: теплових, гідродинамічних, технологічних тощо. Відомі праці, в яких досліджувалося електромагнітне поле подібних систем. Так, наприклад, в роботі [6] на основі проведених розрахунків у двовимірній постановці отримано розподіли густини струму в окремих елементах системи ЕШН. У випадку системи, зображеної на рис. 1, достовірна картина розподілу електромагнітного поля може бути отримана тільки у тривимірній постановці, яку доцільно виконати шляхом чисельного математичного моделювання.

**Мета роботи** – сформулювати тривимірну математичну модель для дослідження електромагнітних процесів, що протікають під час електрошлакового наплавлення в секційному кристалізаторі у разі підключення його до джерела синусоїдної напруги, та на її основі якісно оцінити силовий та тепловий вплив електромагнітного поля на рідкий шлак, що є передумовою для створення його ефективної циркуляції, яка відіграє ключову роль в отриманні якісних металевих виробів.

Під час побудови математичної моделі були прийняті такі **спрощення та припущення**. Залежністю фізичних характеристик матеріалів від температури та електромагнітного поля нехтувалося. Прийнято, що метал, який наплавляється, та метал заготовки – один і той же феромагнітний матеріал. При цьому вважалося, що температура першого із них вище температури Кюрі, а другого – нижче. Рідка фаза металу, що наплавляється, (верхня його частина) і тверда мають однакові електрофізичні характеристики. Рух рідкої фази металу не враховувався. Структура шлаку приймалася однорідною, а його фізичні характеристики по всьому об'єму вважалися незмінними (наявністю крапель рідкого металу та різноманітних неметалевих включень нехтувалося). Електричний контакт в межах однієї контактної поверхні приймався однорідним, залежність контактного опору від густини струму, напруженості електричного поля та об'ємних тепловиділень не враховувалася.

**Результати досліджень.** Дослідження електромагнітних процесів під час ЕШН в секційному струмопідвідному кристалізаторі потребує використання значень скалярного електричного потенціалу на границях розрахункової області як граничних умов першого роду задля моделювання ситуації підключення установки до напруги промислової частоти. Тому рівняння електромагнітного поля повинні бути сформульовані такими, що містять скалярний електричний потенціал як незалежну змінну. Це можна забезпечити виразивши закон Ампера – Максвелла та рівняння неперервності електричного струму в термінах векторного магнітного та скалярного електричного потенціалів. Для розрахунку поля, що змінюється за гармонічним законом, система рівнянь, яка описує електромагнітні процеси в системі з секційним кристалізатором, з врахуванням зазначених вимог приймає наступний вигляд:

$$\nabla \times \frac{\nabla \times \mathbf{A}}{\mu} + (\sigma + i\omega\varepsilon)\nabla V + (i\omega\sigma + \omega^2\varepsilon)\mathbf{A} = 0; \quad \nabla \cdot [-(\sigma + i\omega\varepsilon)\nabla V - (i\omega\sigma + \omega^2\varepsilon)\mathbf{A}] = 0,$$

де  $\mathbf{A}$ ,  $V$  – комплексні амплітудні значення векторного магнітного та скалярного електричного потенціалів;  $\mu = \mu_0\mu_r$ ,  $\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r$  – магнітна та діелектрична проникність середовища;  $\mu_0$ ,  $\varepsilon_0$  – магнітна та діелектрична проникність вакууму;  $\mu_r$ ,  $\varepsilon_r$  – відносні діелектрична та магнітна проникність середовища;  $\sigma$  – питома електропровідність;  $i = \sqrt{-1}$ ;  $\omega = 2\pi\nu$  – кутова частота, де  $\nu$  – частота напруги живлення.

Представлена система диференціальних рівнянь розв'язувалася за таких граничних умов: на зовнішніх границях розрахункової області (за винятком границь з прикладеним електричним потенціалом) – електрична ізоляція ( $\mathbf{n} \cdot \mathbf{j} = 0$ ); на всіх зовнішніх границях – магнітна ізоляція ( $\mathbf{n} \cdot \mathbf{A} = 0$ ); на зовнішній границі провідника, приєднаного до заготовки – нульовий потенціал ( $V = V_0 = 0$ ); на зовнішній границі провідника, приєднаного до верхньої секції кристалізатора – електричний потенціал, що відповідає напрузі джерела живлення ( $V = V_s$ ); на контактних поверхнях «мідь – графіт», «графіт – рідкий шлак» – контактний імпеданс між цими поверхнями

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{j}_1 = \left( \frac{1}{\rho_{s12}} + i\omega C_s \right) (V_1 - V_2); \quad \mathbf{n} \cdot \mathbf{j}_2 = \left( \frac{1}{\rho_{s12}} + i\omega C_s \right) (V_2 - V_1),$$

де  $\mathbf{n}$  – одиничний нормальний вектор;  $\rho_{s12}$  – питомий контактний опір, Ом·м<sup>2</sup>;  $C_s$  – питома ємність контактної поверхні (на промисловій частоті можна знехтувати).

Представлену модель було реалізовано в програмному пакеті *Comsol Multiphysics* [7]. Слід зазначити, що часто дослідження електромагнітних процесів не потребує розгляду скалярного електричного та векторного магнітного потенціалів. В такому випадку є можливість спростити розрахункові рівняння електромагнітного поля, зменшивши при цьому кількість невідомих. Така процедура більш відома під назвою калібрувальне перетворення потенціалів і реалізована за замовчуванням у цьому програмному пакеті для фізичного інтерфейсу *Electric and Magnetic fields*. Щоб забезпечити унікальність електричного та магнітного потенціалів під час дослідження зазначених процесів в представленій постановці, слід фіктивну змінну  $\Omega_0 = -iV/\omega$  прирівняти до константи (наприклад,  $\Omega_0 = 1$ ) шляхом додавання до моделі вузла *Gauge Fixing for A-field* [7].

Фізичні характеристики матеріалів, що були використані в даному дослідженні, представлено в табл. 1. Вони вибиралися у відповідності до значень, наведених у [8].

На рис. 2 показано розрахункову сітку метода скінчених елементів системи, що використовувався під час моделювання (зовнішня область системи на рисунку умовно не показана).

Таблиця 1

Матеріал	Електрична провідність, См/м	$\mu_r$	$\epsilon_r$
Графіт	$6,25 \cdot 10^4$	1	1
Рідкий шлак	140	1	1
Метал, що наплавляється	$1,67 \cdot 10^6$	1	1
Заготовка	$1,67 \cdot 10^6$	100	1
Мідь	$6,45 \cdot 10^7$	1	1
Вода, азбест, повітря	0	1	1

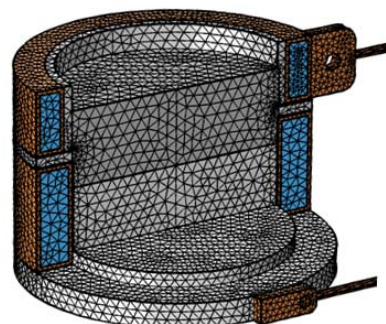


Рис. 2

**Результати моделювання електромагнітних процесів.** Моделювання виконувалося за таких вихідних даних: напруга живлення системи  $U = V_s - V_0 = 40$  В, частота живлення  $\nu = 50$  Гц.

Результати моделювання частково представлено на рис. 3. На рис. 3, а наведено розподіл густини струму  $j$  у верхній секції (міді) кристалізатора та розподіл питомих електромагнітних сил  $\mathbf{f} = 0,5(\mathbf{j} \times \mathbf{B})$  (позначено стрілками), які виникають у рідкому шлаку. На рис. 3, б окрім зазначених сил також представлено розподіл густини струму у шлаковій ванні. Аналіз розподілу електромагнітних сил показує, що серед трьох компонент в основному превалює тангенціальна (окружна) компонента ( $\varphi$ -компонента) сил, яка і викликає обертовий рух рідкого шлаку в кристалізаторі. Представлені на рис. 3 дані наведено для середнього по висоті поперечного перерізу шлакової ванни (на глибині 30 мм).

Оцінити ефективність електромагнітних сил, що визивають обертовий рух шлаку, по висоті шлакової ванни можна за допомогою усередненої електромагнітної сили

$$f_{av} = \frac{1}{S_b} \int_{S_b} f_{\varphi} dS,$$

де  $S_b$  – поперечний (горизонтальний) переріз ванни, розподіл якої по координаті  $z$  представлено на рис. 4. Видно, що максимальні значення цієї сили виникають в середній по висоті частині шлакової ванни.

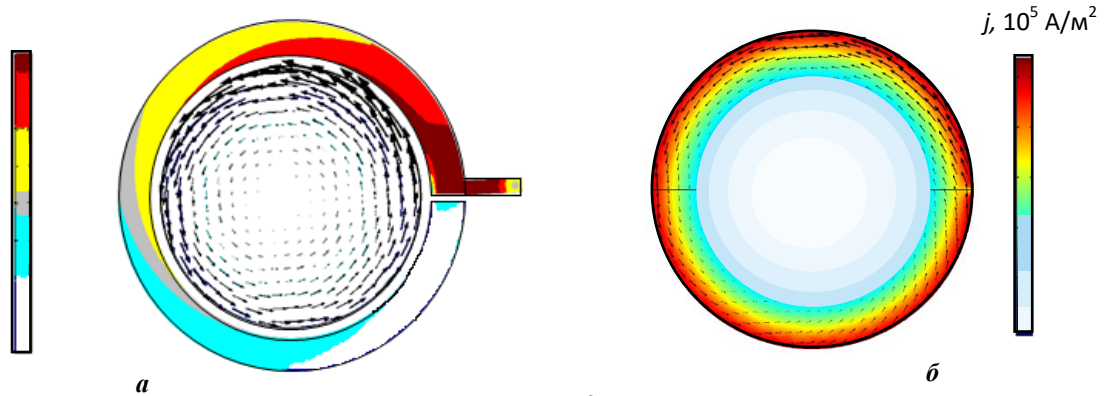


Рис. 3

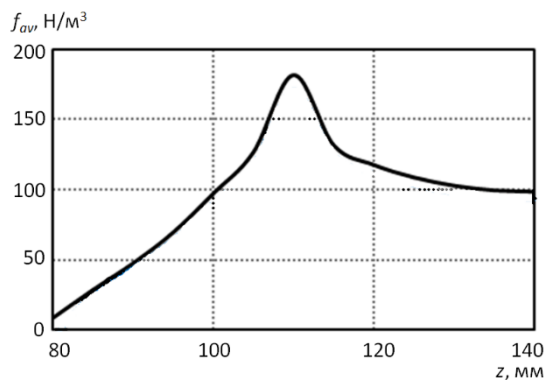


Рис. 4

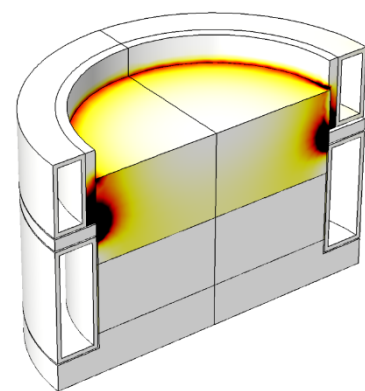


Рис. 5

Рис. 5 демонструє розподіл об'ємних тепловиділень в системі в результаті протікання електричного струму. Максимальні їхні значення виникають у шлаковій ванні біля стінок верхньої секції кристалізатора, особливо в зоні стику її з нижньою секцією.

Таблиця 2

Параметр	Розрахунок	Експеримент
$U$ , В	40	35...45
$I$ , кА	2,33	1,6...2,2
$P_{slag}$ , кВт	88,4	
$P_{cs}$ , Вт	17...60	
$P_{gr}$ , Вт	193	

В табл. 2 наведено розрахункові та експериментальні значення параметрів живлення, а також розраховані значення інтегральних тепловиділень в окремих елементах системи електрошлакового наплавлення металу, що досліджувалася в роботі. В ній:  $U$  та  $I$  – напруга та струм джерела живлення (ефективні значення);  $P_{slag}$  – тепловиділення в об'ємі рідкого шлаку;  $P_{cs}$  – тепловиділення в струмопідвідній секції;  $P_{gr}$  – тепловиділення в графітовій футеровці. Тепловиділення в металі, що наплавляється, та в металі заготовки із-за їхньої відносної малості в таблиці не наведено. Як видно, основною складовою в загальному тепловиділенні системи є тепловиділення в рідкому шлаку. Інші складові мізерно малі.

**Висновки.** Проведене співставлення результатів тривимірного моделювання секційного струмопідвідного кристалізатора для електрошлакового наплавлення металу з експериментальними даними дає змогу стверджувати про адекватність представленої математичної моделі для дослідження електромагнітних процесів в такій системі.

Отримані результати моделювання можуть бути використані як основа для подальшого тривимірного дослідження теплових, гідродинамічних, технологічних та інших процесів під час електрошлакового наплавлення металів.



Роботу виконано за держбюджетною темою «Розвиток теорії електротехнологічних процесів та розроблення ефективних електроплавильних і електрозарядних систем з керованим електромагнітним впливом» (шифр - "Елтех"), КПКВК 6541030.

1. Патон Б.Е., Медовар Б.И., Латаш Ю.В. Электрошлаковый переплав сталей и сплавов в медном водоохлаждаемом кристаллизаторе. *Автоматическая сварка*. 1958. № 11. С. 5-15.
2. Латаш Ю.В., Медовар Б.И. Электрошлаковый переплав. М.: Металлургия, 1970. 240 с.
3. Кусков Ю.М., Скороходов В.Н., Рябцев И.А., Сарычев И.А. Электрошлаковая наплавка. М.: Наука и технологии, 2001. 180 с.
4. Ксендзык Г.В. Токоподводящий кристаллизатор, обеспечивающий вращение шлаковой ванны. *Специальная электрометаллургия*. 1975. Вып. 27. С. 32-40.
5. Соколов Г.Н., Михеев А.Н., Павлов А.А. Электрошлаковая наплавка в секционном кристаллизаторе оправок трубопрошивного стана. *Сварочное производство*. 2002. № 6. С. 31-34.
6. Пальти А.М., Юрченко Д.Д. Компьютерное моделирование электрошлаковой наплавки в водоохлаждаемом кристаллизаторе. *Сварочное производство*. 2006. № 9. С. 12-15.
7. COMSOL Multiphysics. Simulation Software. URL: <https://www.comsol.com/comsol-multiphysics> (дата доступу 26.04.2022)
8. Kharicha A., Karimi-Sibaki E., Wu M., Ludwig A., Bohacek J. Review on Modeling and Simulation of Electroslag Remelting. *Steel Research International*. 2018. Vol. 89. No 1. 1700100. 20 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/srin.201700100>

## MODELING OF ELECTROMAGNETIC PROCESSES IN A SECTIONAL CRYSTALIZER FOR ELECTROSLAG SURFACING OF METAL

Yu.M. Goryslavets<sup>1</sup>, O.I. Bondar<sup>1</sup>, V.M. Proskudin<sup>2</sup>, Yu.M. Kuskov<sup>2</sup>, S.V. Rymar<sup>2</sup>, A.V. Netyaha<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
56, Peremohy ave., Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: [yugoris@ukr.net](mailto:yugoris@ukr.net).

<sup>2</sup>E.O. Paton Electric Welding Institute National Academy of Sciences of Ukraine,  
11, Kazymyr Malevych St., Kyiv, 03150, Ukraine,

e-mail: [elmag@paton.kiev.ua](mailto:elmag@paton.kiev.ua).

*A three-dimensional mathematical model for the study of electromagnetic processes occurring in a sectional current-supply crystallizer during electroslag surfacing of metal is presented. Numerical simulations of the electromagnetic field in such system were performed, the distributions of electric current density, volumetric heat emissions in the system elements, as well as the distribution of electromagnetic forces in liquid slag were obtained. The comparison of calculated and experimental values of the integral parameters of the specified system is carried out. References 8, figures 5, tables 2.*

**Keywords:** electromagnetic field, modeling, sectional crystallizer, electroslag surfacing of metal.

1. Paton B.E., Medovar B.I., Latash Yu.V. Electroslag remelting of steels and alloys in a copper water-cooled mold. *Avtomaticheskaja svarka*. 1958. No 11. Pp. 5-15. (Rus)
2. Latash Yu.V., Medovar B.I. Electroslag remelting. Moskva: Metallurgija, 1970. 240 p. (Rus)
3. Kuskov Yu.M., Skorokhodov V.N., Ryabtsev I.A., Sarychev I.A. Electroslag welding. Moskva: Nauka i tekhnologii, 2001. 180 p. (Rus)
4. Ksendzyk G.V. Current-carrying crystallizer, which ensures the rotation of the slag bath. *Spetsialnaya elektrometallurgija*. 1975. Vyp. 27. Pp. 32-40. (Rus)
5. Sokolov G.N., Mikheev A.N., Pavlov A.A. Electroslag surfacing in a sectional mold of mandrels of a pipe-piercing mill. *Svarochnoye proizvodstvo*. 2002. No 6. Pp. 31-34. (Rus)
6. Palti A.M., Yurchenko D.D. Computer simulation of electroslag surfacing in a water-cooled mold. *Svarochnoye proizvodstvo*. 2006. No 9. Pp. 12-15. (Ukr)
7. COMSOL Multiphysics. Simulation Software. URL: <https://www.comsol.com/comsol-multiphysics> (accessed at 26.04.2022).
8. Kharicha A., Karimi-Sibaki E., Wu M., Ludwig A., Bohacek J. Review on Modeling and Simulation of Electroslag Remelting. *Steel Research International*. 2018. Vol. 89. No 1. 1700100. 20 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/srin.201700100>

Надійшла 30.04.2022

Остаточний варіант 28.05.2022



## ФІЗИЧНІ І ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНІ АСПЕКТИ СУЧАСНИХ МЕТОДІВ ПІДГОТОВКИ ВОДИ ДЛЯ ТЕПЛОВОЇ ТА АТОМНОЇ ЕНЕРГЕТИКИ

Н.А. Шидловська<sup>1\*</sup>, чл.-кор. НАН України, С.М. Захарченко<sup>1\*\*</sup>, докт. техн. наук,  
М.Ф. Захарченко<sup>2\*\*\*</sup>, канд. хім. наук, І.Л. Мазуренко<sup>1\*\*\*\*</sup>, канд. техн. наук,  
М.А. Куліда<sup>3\*\*\*\*\*</sup>, канд. вет. наук

<sup>1</sup> Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: [shydlovska@ied.org.ua](mailto:shydlovska@ied.org.ua), [snzakhar@ukr.net](mailto:snzakhar@ukr.net), [iryalmazurenko@gmail.com](mailto:iryalmazurenko@gmail.com)

<sup>2</sup> Інститут загальної та неорганічної хімії ім. В.І. Вернадського НАН України,  
пр. акад. Палладіна, 32/34, Київ, 03142, Україна,

e-mail: [zakhar@ionc.kiev.ua](mailto:zakhar@ionc.kiev.ua)

<sup>3</sup> Національний університет біоресурсів та природокористування України,  
вул. Потехіна, 16, Київ, 03041, Україна,

e-mail: [mkulida@ukr.net](mailto:mkulida@ukr.net)

*Наведено критичний аналіз сучасних електрофізичних і електрохімічних методів підготовки води в контексті ефективності оброблення ними поверхневих природних вод для потреб теплової і атомної енергетики. Розглянуто фізичні аспекти електрохімічної коагуляції. Розраховано теоретичні значення питомої енергії руйнування пасивуючих плівок на поверхні алюмінієвих і залізних електродів та необхідні для цього мінімальні значення напруги на них. Описано механізми перетворення енергії розрядних імпульсів у зануреному у воду шарі гранул утворюючого коагулянт металу. Згідно з описаною моделлю процесів перетворення енергії розраховано мінімальні теоретичні значення питомої енергії утворення ерозійних частинок Al та Fe з розплавленого металу та з металу, що випарувався. Описано методику дослідження енергоефективності плазмоерозійної коагуляції в лабораторних умовах та наведено результати цих досліджень. Розраховано питому енергію на освітлення 1 м<sup>3</sup> води електрохімічною і плазмоерозійною коагуляцією в різних режимах з використанням Al та Fe як утворюючих коагулянт металів. На основі аналізу отриманих результатів представлено рекомендації щодо підвищення енергоефективності режимів плазмоерозійної коагуляції. Бібл. 29, рис. 1, табл. 1.*

**Ключові слова:** розрядний струм, тепла енергетика, енергоефективність, плазмоерозійна коагуляція, електрохімічна коагуляція, водопідготовка.

**Вступ.** Сумарна встановлена потужність АЕС, ТЕЦ і ТЕС генеруючих компаній за даними Національної енергетичної компанії Укренерго у серпні 2021 року становила 41792 МВт [1]. Для компенсації втрат води в їхніх теплових мережах за приблизними підрахунками щогодинно необхідно підживлення порядку 10000 м<sup>3</sup>. Підсилення антропогенного впливу на навколишнє середовище призводить до збільшення номенклатури та концентрації високомолекулярних домішок у природних водах, які важко видаляються [2, 3], а також до глобального потепління і забруднення вод фосфатами, що в свою чергу, є причиною збільшення концентрації в них ціанобактерій (синьо-зелених водоростей) [4] та пролонгації сезону їх активного розмноження [5]. Це значно ускладнює задачу забезпечення енергетики чистою водою у все зростаючих об'ємах та викликає необхідність розроблення нових, більш ефективних методів її очищення [6]. **Метою роботи** є критичний аналіз сучасних електрофізичних та електрохімічних методів очищення води, дослідження їхньої енергоефективності в різних режимах та розроблення рекомендацій щодо підвищення енергоефективності режимів плазмоерозійної коагуляції.

**Аналіз методів підготовки води.** Традиційна технологічна карта водопідготовки теплових мереж включає в себе наступні основні операції [6]: 1) механічну фільтрацію від крупнодисперсних домішок; 2) освітлення з видаленням дрібнодисперсних домішок, мікроорганізмів, розчинених органічних забруднень та іонів важких металів; 3) корекцію кислотності; 4) деіонізацію на катіонітних і аніонітних фільтрах 1-го шаблю; 5) дегазацію; 6) деіонізацію на фільтрах 2-го шаблю та на фільтрах сумісної дії. Найбільше забруднень як за номенклатурою, так і в окремих випадках, за масою видаляються на операції освітлення. Від якості її проведення залежать не тільки показники води, а і період реновації катіонітних і аніонітних смол фільтрів, термін їх експлуатації та період

---

© Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Захарченко М.Ф., Мазуренко І.Л., Куліда М.А., 2022  
ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0002-9907-7416>; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-8597-8045>;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0001-9408-6850>; \*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-0146-7396>;  
\*\*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0001-8937-1972>

ремонтів, строк служби і коефіцієнт корисної дії теплового обладнання. Операція освітлення включає в себе коагуляцію, відстоювання, знезараження, консервацію, зберігання води та фільтрацію її на механічних фільтрах тонкого очищення з антрацитовою крихтою [6].

Традиційно коагуляція здійснюється хімічним способом в результаті додавання у воду солей алюмінію або заліза. Аніони цих солей ( $Cl^-$ ,  $SO_4^{2-}$  та ін.) вносять додаткові забруднення та підвищують кислотність води, що призводить до необхідності виконання операцій по її корекції. Крім того, коагуляція має порівняно невисоку ефективність під час видалення неполярних та слабо полярних молекул, таких як циклоалкани, бензол, їхні похідні та ін.

Одним з ефективних методів боротьби з такими забрудненнями є деструкція їх молекул у воді за допомогою плазмохімічних процесів, або як ще їх називають у англійській літературі – *advanced oxidation processes*, що можна перекласти як розвинені процеси окислення [7], а потім видалення залишків за допомогою таких традиційних процесів як коагуляція і відстоювання з подальшими седиментацією, флотацією, фільтруванням та ін. [8]. До плазмохімічних процесів оброблення води відносять, насамперед, коронний розряд на поверхню її тонкого шару [7], імпульсний коронний розряд в її об'ємі [9], стримерні [10] та плазмові розряди в ній [11], імпульсний бар'єрний розряд [12], діафрагменний розряд [13], розряд у водно-повітряних сумішах [14, 15] та ін. [16].

Питомі витрати електричної енергії на деструкцію високомолекулярних забруднень плазмохімічними методами складають: 0,43...0,51 кВт-год./г для натрійцефтріаксону, що відповідає приблизно 4,8...5,1 кВт-год./м<sup>3</sup> для водних скидів фармацевтичних підприємств [15], 0,51...5,88 кВт-год./г для фенолу, 0,012...5,71 кВт-год./г для метиленової сині, 0,021...0,76 кВт-год./г для метилоранжу [8], 0,036...0,05 кВт-год./г для парацетамолу, 0,024...0,042 кВт-год./г для ібупрофену і 0,029...0,05 кВт-год./г для саліцилової кислоти [17]. Хоча питомі витрати електричної енергії саме на деструкцію високомолекулярних сполук у воді плазмохімічними методами суттєво нижчі, ніж іскроерозійною коагуляцією [15], їх продуктивність на сучасному етапі розвитку обладнання на 2...3 порядки нижча за необхідну для підготовки води задля підживлення ТЕС навіть малої потужності [7, 8]. Зважаючи на зазначене вище, на сьогодні плазмохімічні методи мають найбільшу перспективу у разі оброблення водних скидів фармацевтичних підприємств, а їх використання для потреб теплової енергетики малоїмовірне.

Майже повністю позбавитися не тільки від аніонів солей і кислот, а й взагалі від хімічних реагентів під час очищення великих об'ємів природних вод дає змогу найсучасніша технологія мембранної фільтрації, або як її ще називають, зворотного осмосу, яка використовується разом з технологією ультрафільтрації [18]. Але, як і будь-яка технологія, вона має свої недоліки – необхідність заміни обладнання майже всього технологічного ланцюгу водопідготовки, що призводить до дуже великих капітальних вкладень, висока собівартість та відносно малий термін служби мембранних молекулярних фільтрів, необхідність їх частого промивання й очищення, використання складного обладнання з високим тиском, тощо. Розвиток сучасних методів виготовлення мембранних фільтрів [19] надасть змогу збільшити конкурентоздатність цієї технології. Вже відомі приклади її успішного використання [20]. Вона може бути актуальною для об'єктів теплової енергетики, які знаходяться на стадії проектування, коли немає потреби у демонтажі старого обладнання хімічної водопідготовки.

На відміну від попередньої технології, електрохімічна [21], іскроерозійна [6] та її більш сучасна версія – плазмоерозійна коагуляція [22] не потребують демонтажу традиційного обладнання хімічної водопідготовки. До вже наявного обладнання додаються електрокоагулятор і джерело постійного струму у разі електрохімічної коагуляції або розрядна камера та генератор розрядних імпульсів у разі іскроерозійної чи плазмоерозійної коагуляції. На відміну від двовимірних (поверхневих) плазмохімічних процесів, висока ефективність яких спостерігається лише у вузькому поверхневому шарі води або у дрібнодисперсних водно-повітряних сумішах [8], ці технології є тривимірними і забезпечують одночасну обробку всього об'єму води у активній зоні коагулятора або розрядної камери [22]. Тому їх продуктивність на два-три порядки вища і за цим критерієм вони можуть бути застосовані на об'єктах теплової енергетики.

Завдяки дії електричної енергії, коагулянт в цих технологіях отримується безпосередньо з металу електродів та шару гранул під час його хімічної взаємодії з водою, яка обробляється. Тому шкідливі аніони солей і кислот відсутні. Зважаючи на наведене вище, саме ці технології можуть бути альтернативною хімічній коагуляції на об'єктах теплової енергетики без демонтажу існуючої системи водопідготовки. Розглянемо фізико-хімічні та енергетичні аспекти цих процесів більш детально.

**Фізико-хімічні та енергетичні аспекти електрохімічної коагуляції.** Утворюючі коагулянт метали  $Me$  валентністю  $x$ , які мають від'ємне значення стандартного електродного потенціалу, у випадку ідеального стану їх поверхні повинні взаємодіяти з водою без залучення сторонніх джерел енергії згідно з хімічною реакцією  $Me + H_2O = Me(OH)_x + (x/2) \cdot H_2 \uparrow$ . Але на практиці, внаслідок утворення на їхній поверхні пасивуючих плівок з оксидів та гідроксидів, цей процес гальмується, а у випадку алюмінію, пасивуючі плівки на поверхні якого є термодинамічно стійкими, не відбувається зовсім. Для руйнування таких плівок у стандартних умовах необхідно затратити енергію, мінімальне теоретично можливе значення якої дорівнює вільній енергії Гіббса їх утворення в цих умовах  $\Delta G_{298}^0$ . Будемо вважати, що на місці зруйнованої плівки одразу ж утворюється нова, і щоб отримати чистий метал, плівку необхідно руйнувати щоразу. Тоді, знаючи кількість  $N_{Me}$  атомів металу  $Me$  у молекулі його оксиду або гідроксиду і молярну масу металу  $M_{Me}$ , розрахунок теоретичних питомих витрат енергії на відновлення 1 кг металу внаслідок електрохімічного руйнування його сполук здійснюється за формулою  $w_e = -\Delta G_{298}^0 / (N_{Me} \cdot M_{Me})$ .

У переважній більшості випадків на поверхні алюмінію утворюється його оксид  $Al_2O_3$ . Енергія Гіббса утворення цієї сполуки складає  $-1582,3$  кДж/моль, а теоретичне значення питомої енергії відновлення металу  $w_e=8,139$  кВт·год./кг [22]. В результаті хімічної взаємодії заліза з водою можуть утворюватися декілька його оксидів і гідроксидів:  $Fe(OH)_2$ ,  $Fe(OH)_3$ ,  $FeO$ ,  $Fe_2O_3$ ,  $Fe_3O_4$ . Найменше теоретичне значення питомої енергії відновлення металу спостерігається під час руйнування  $FeO$  і складає  $1,212$  кВт·год./кг, а найбільше – під час руйнування  $Fe(OH)_3$  і складає  $3,47$  кВт·год./кг [22]. У подальшому будемо умовно вважати, що на поверхні залізних електродів утворюється тільки  $Fe(OH)_3$ .

Оскільки у даних процесах на катоді відновлюється водень, електродний потенціал якого прийнятий рівним нулю, то напруга між електродами чисельно буде дорівнювати потенціалу анода. Його мінімально можливе теоретичне значення легко знайти, знаючи число електронів, які беруть участь у процесі  $Z$ , модуль заряду електрона  $\bar{e}$  та число Авогадро  $N_A$  за формулою  $U_E = -\Delta G_{298}^0 / (Z \cdot \bar{e} \cdot N_A \cdot N_{Me})$ . Для  $Al_2O_3$  значення цієї напруги становитиме  $2,733$  В, а для  $Fe(OH)_3$   $2,417$  В. Однак, практичне значення напруги між електродами  $U_C$  завжди буде вище мінімально можливого теоретичного  $U_E$  внаслідок наявності додаткових складових: падіння напруги на омичному опорі електроліту, який збільшується із ростом струму та перенапруги електрода, яка згідно з рівнянням Батлера-Фольмера збільшується з ростом щільності струму.

Найменше описане в літературі [21] практичне значення напруги  $U_C$  між електродами найбільш економічного на сьогодні «щільного» (з відстанню між електродами менше  $15$  мм і великою їхньою площею) лабораторного електрокоагулятора для алюмінієвих і сталевих електродів становило приблизно  $5$  В. Практичне значення питомої енергії, яка витрачається на електрохімічне розчинення  $1$  кг металу в описаних умовах розраховується за формулою:  $w_c = \bar{e} Z N_A U_C / M_{Me}$  і для алюмінієвих електродів складає  $14,889$  кВт·год./кг, а для залізних –  $7,179$  кВт·год./кг.

**Енергетичні аспекти фізичних процесів іскро- та плазмоерозійної коагуляції.** В іскроерозійній коагуляції дрібнодисперсні (менше  $20$  мкм) частинки  $Al$  або  $Fe$  утворюються внаслідок іскрової ерозії поверхні гранул відповідних металів в розрядній камері під дією імпульсів електричної енергії тривалістю десятки мікросекунд. Потрапляючи у воду, що обробляється, вони вступають з нею у хімічну реакцію, яка описана вище, і утворюють високоактивний коагулянт на основі гідроксидів цих металів [6]. Подальші процеси відбуваються аналогічно електрохімічній коагуляції. Від дисперсності ерозійних частинок залежить швидкість протікання хімічних реакцій і частка металу, яка повністю вступає в хімічну реакцію з водою протягом заданого часу технологічної операції, тобто її матеріалоефективність.

Плазмоерозійна коагуляція дає змогу отримувати ультрадисперсні ерозійні частинки металів (менше  $2$  мкм) [23] за рахунок обмеження еволюції переважної частки плазмових каналів між поверхнями їх гранул передіскровою стадією стримера або лідера [24], тому матеріалоефективність цього процесу вище, ніж попереднього. Основні електрофізичні процеси утворення, розвинення, міграції і колапсу плазмових каналів між поверхнями сусідніх гранул металів в їх шарі внаслідок підведення імпульсів електричної енергії та фізичні процеси розплавлення, випаровування і евакуації металу, утворення ударних хвиль і електромагнітного випромінювання від радіочастотного до ультрафіолетового діапазонів та ін. [25], які при цьому мають місце, детально описані в [22, 23].

Перетворення переважної частки енергії електричних імпульсів у інші види енергії по завершенні цих процесів в описаних умовах можна звести до перетворення у теплову енергію, яка призводить до розплавлення і випаровування певної маси  $m$  металу гранул у зонах, що знаходяться безпосередньо поблизу плазмових каналів [22]. Це узгоджується з даними [26]. Таке спрощення більш коректне для плазмоерозійної коагуляції, де процеси утворення ударних хвиль і електромагнітного випромінювання суттєво менш інтенсивні, ніж у разі іскроерозійної коагуляції. У відповідності з цим спрощенням та зневажаючи витратами енергії на нагрівання прилеглих до приканальних зон областей гранул нижче температури їх плавлення, а також прилеглих областей, заповнених робочою рідиною, знаючи середнє значення питомої теплоємності металу у твердому стані  $c_s$  [22], температуру плавлення металу  $T_m$ , температуру навколишнього середовища  $T_0$  та питому теплоту плавлення металу  $\lambda_m$ , мінімальну теоретично можливу питому енергію утворення ерозійних частинок з розплавленого металу приканальних зон можливо розрахувати за формулою:  $w_m = c_s(T_m - T_0) + \lambda_m$ . Для алюмінію її значення складає 0,302 кВт·год./кг, а для заліза – 0,463 кВт·год./кг.

За тих самих спрощень, знаючи питому теплоємність металу в рідкому стані  $c_l$ , температуру випаровування металу  $T_v$  і його питому теплоту випаровування  $\lambda_v$ , мінімальну теоретично можливу питому енергію утворення ерозійних частинок з металу приканальних зон, який випарувався, можливо визначити за формулою:  $w_v = w_m + c_l(T_v - T_m) + \lambda_v$ . Для алюмінію її значення складає 3,926 кВт·год./кг, а для заліза – 2,509 кВт·год./кг.

#### **Дослідження питомих витрат енергії плазмоерозійної коагуляції в лабораторних умовах.**

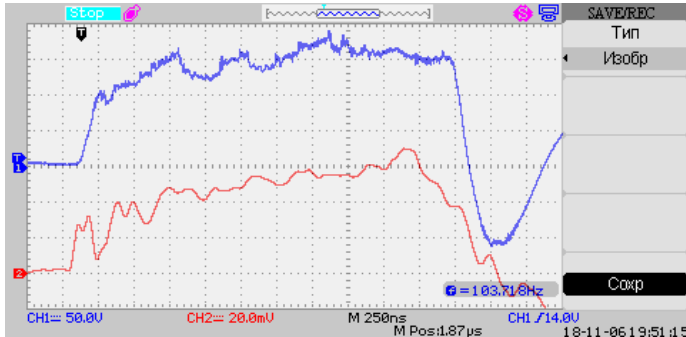
До складу лабораторної установки входили: транзисторний генератор розрядних імпульсів [22], цифровий запам'ятовуючий осцилограф Siglent SDS1104CFL, розрядна камера та седиментаційний бак для контролю відсутності ерозійних частинок розмірами більше 10 мкм. Як гранули утворюючого коагулянт металу використовувалися відрізки електротехнічного дроту алюмінієвого сплаву марки А7Е діаметром 4 мм і довжиною приблизно 4 мм, попередньо оброблені іскроерозійним методом до квазісферичної форми діаметром приблизно 4 мм, поверхня яких мала характерні лунки. Висота їх шару в розрядній камері з вертикальними електродами становила 25 мм, ширина – 60 мм, а відстань між електродами – 50 мм. Електроди розмірами 80×60×6 мм були виготовлені з алюмінієвої шини марки АД0.

Проток води, яка оброблювалася в розрядній камері, був спрямований знизу нагору. Об'ємна швидкість його руху становила  $Q=12$  мл/с. Така швидкість була достатньою для гарантованого виносу всіх, у тому числі і найбільших, ерозійних частинок з розрядної камери, але недостатньою для підйому гранул у їхньому шарі і тим більше їх виносу. Після розрядної камери вода із зваженими в ній ерозійними частинками надходила в седиментаційний бак, розміри якого 300×200×150 мм дозволяли на порядок знизити лінійну швидкість її руху. Такі гідродинамічні умови давали змогу осідати на дно великим (понад 10 мкм у поперечнику) ерозійним частинкам. Більш дрібні частинки безперешкодно залишали седиментаційний бак разом з оброблюваною водою і спрямовувались до баку-освітлювача, де перебували протягом тривалого часу (понад двох годин), достатнього для окислення алюмінію до його гідроксиду, дозрівання коагулянту на його основі і осадження його разом із захопленими забрудненнями.

Амплітуда розрядних імпульсів напруги  $U_m$ , їхня тривалість  $\tau$  і частота повторення  $f$  вибиралися таким чином, щоб з одного боку, у процесі, що розглядається, не утворювалися великі (понад 10 мкм) частинки алюмінію і процес був стабільним, а з іншого – його продуктивність була достатньою для забезпечення необхідної концентрації коагулянту у воді, яка обробляється. Синхронні осцилограми імпульсів напруги  $u(t)$  на шарі гранул алюмінію і струму  $i(t)$  у ньому для режиму, близького до середньостатистичного, показано на рисунку в інвертованих кольорах для економії тонеру. Дільник напруги 1:10 був підключений до першого каналу осцилографа, а високочастотний імпульсний трансформатор струму з коефіцієнтом перетворення  $S=860$  А/В – до другого каналу. Для режиму, у якому зняті осцилограми рисунку, значення параметрів імпульсів склали:  $\tau=3$  мкс,  $f=100$  Гц,  $U_m=180$  В,  $I_m=60$  А. Передана в розрядну камеру енергія одного такого

імпульсу розраховувалася за формулою:  $W_1 = \int_0^{\tau} u(t) \cdot i(t) dt$ . Для зменшення стохастичних флуктуацій

сигналів напруги і струму, які суттєво ускладнюють обробку їх осцилограм і можуть привести до помилок під час обчислення енергії імпульсів, осцилограми напруги і струму було піддано згладжуванню багато ітераційним методом ковзного середнього з подвоєнням ширини вікна фільтрації на кожній наступній ітерації [27]. В результаті розрахунків енергія одного середньостатистичного імпульсу  $W_1$  складала 32,7 мДж.



Протягом експерименту за час  $\Delta t = 10800$  с (3 години) маса алюмінієвих гранул і електродів зменшилася на  $m_p = 1,8$  г. Питомі витрати енергії розраховувалися за формулою:  $w_p = f \cdot \Delta t \cdot W_1 / m_p$ . В цьому режимі вони склали 5,45 кВт·год./кг. В аналогічних дослідях із гранулами низьколегованої сталі питомі енерговитрати склали приблизно 3,2 кВт·год./кг.

**Порівняльний аналіз питомих витрат енергії плазмоерозійної та електрохімічної коагуляції.** Для якісного освітлення природних поверхневих вод поблизу м. Києва для потреб ТЕС і ТЕЦ, в залежності від пори року, молярна концентрація коагулянту  $\kappa_V$  повинна знаходитися у діапазоні від 0,05 до 0,15 моль/м<sup>3</sup> [6]. Середньорічне її значення становить приблизно 0,1 моль/м<sup>3</sup>. Його і будемо використовувати у подальших розрахунках. Необхідна для освітлення 1 м<sup>3</sup> води питома маса утворюючого коагулянт металу, виражена в кілограмах, розраховується за формулою:  $m_V = \kappa_V M_{Me} N_{Me} / 1000$ . Тоді, з урахуванням питомих витрат енергії на отримання 1 кг металу у вигляді ерозійних частинок або іонів в розглянутих процесах  $w_{Me}$ , питомі витрати енергії на освітлення 1 м<sup>3</sup> води в них становитимуть:  $w_V = m_V w_{Me}$ . Для зручності порівняння питомі витрати енергії на отримання 1 кг утворюючих коагулянт металів у вигляді ерозійних частинок або іонів, а також питомі витрати енергії на освітлення 1 м<sup>3</sup> води в різних режимах електрохімічної та плазмоерозійної коагуляції наведемо у таблиці.

Параметр \ Утворюючий коагулянт метал	Al	Fe
Теоретичне значення питомої енергії руйнування пасивуючих плівок $w_e$ , кВт·год./кг	8,14	3,47
Теоретичне значення питомої енергії на освітлення води в результаті руйнування пасивуючих плівок $w_{Ve}$ , Вт·год./м <sup>3</sup>	22,00	19,43
Практичне значення питомої енергії на електрохімічне розчинення 1 кг металу $w_c$ , кВт·год./кг	14,89	7,18
Практичне значення питомої енергії на освітлення води електрохімічною коагуляцією $w_{Vc}$ , Вт·год./м <sup>3</sup>	40,20	40,21
Теоретичне значення питомої енергії утворення ерозійних частинок з розплавленого металу $w_m$ , кВт·год./кг	0,30	0,46
Теоретичне значення питомої енергії на освітлення води плазмоерозійною коагуляцією в режимі розплавлення металу $w_{Vm}$ , Вт·год./м <sup>3</sup>	0,81	2,58
Теоретичне значення питомої енергії утворення ерозійних частинок в режимі випаровування металу $w_v$ , кВт·год./кг	3,93	2,51
Теоретичне значення питомої енергії на освітлення води плазмоерозійною коагуляцією в режимі випаровування металу $w_{Vm}$ , Вт·год./м <sup>3</sup>	10,61	14,06
Практичне значення питомих витрат енергії на утворення плазмоерозійних частинок $w_p$ , кВт·год./кг	5,45	3,20
Практичне значення питомих витрат енергії на освітлення води плазмоерозійною коагуляцією $w_{Vp}$ , Вт·год./м <sup>3</sup>	14,72	17,92

З аналізу даних таблиці випливає наступне. 1. Теоретичні значення питомої енергії руйнування пасивуючих плівок на поверхні як Al, так і Fe істотно вищі, ніж теоретичні значення питомої енергії випаровування цих металів, особливо у випадку Al. Це є передумовою більшої енергетичної ефективності електрофізичних методів отримання коагулянту з цих металів порівняно з електрохімічним методом.

2. Практичні значення питомих витрат енергії на утворення плазмоерозійних частинок цих металів у 2,2...2,7 рази нижчі за практичні значення питомої енергії на їх електрохімічне розчинення, що робить електрофізичні методи отримання коагулянту більш перспективними, ніж електрохімічні.



Крім того, обслуговування електрокоагуляторів вимагає частого очищення поверхні електродів для забезпечення енергетичної ефективності процесу, а ця операція є трудомісткою і на сучасному етапі розвитку обладнання не автоматизована. Також перевагами іскро- та плазмоерозійної коагуляції над електрохімічною є високий антимікробний ефект [25] і можливість уповільнення розвитку ціанобактерій у разі додавання у шар гранул *Al* або *Fe* невеликої кількості гранул *Si*.

3. Теоретичні значення питомої енергії утворення ерозійних частинок з розплаву *Fe* у 5,4, а *Al* у 13 разів менші за теоретичні значення питомої енергії їх утворення з парової фази. Тому пошук режимів, в яких переважна кількість ерозійних частинок із заданими властивостями утворюється не з пари, а з рідкого металу є перспективним. Зменшення енергії, яка виділяється в окремих плазмових каналах в наслідок зменшення потужності розрядного струму і тривалості його протікання в кожному з них [28], в тому числі через підвищення швидкості їх міграції [29], за умови збереження середньої потужності, яка виділяється в усіх плазмових каналах разом, є важливою задачею. Рекомендації щодо реалізації таких режимів наведено у [24]. Реалізація деяких з них у методі плазмоерозійної коагуляції підвищує його енергоефективність порівняно з методом іскроерозійної коагуляції [6] на 10...15%.

4. Для більшості режимів, розглянутих у таблиці, питомі витрати енергії на утворення іонів або ерозійних частинок *Al* з електродів або гранул у перерахунку на 1 кг більші, ніж для *Fe*. Але питомі витрати енергії для освітлення 1 м<sup>3</sup> води з використанням *Al* у більшості випадків менші, ніж з використанням *Fe*. Це спричинено тим, що за однакової валентності молярна маса *Fe* більш ніж у 2 рази перевищує молярну масу *Al*.

**Узагальнення і висновки.** 1. Плазмохімічні методи оброблення води є найбільш енергоефективними для деструкції високомолекулярних забруднень стічних вод, проте низька продуктивність обладнання, що їх реалізує і відносно невисока ефективність видалення іонів солей жорсткості, мікроорганізмів та дрібнодисперсних забруднень не сприяє їхньому застосуванню для очищення поверхневих природних вод для потреб теплової енергетики.

2. Теоретичні розрахунки показали, що за ідеальних умов енергоефективність плазмоерозійної коагуляції може бути в 1,4...2 рази більша, ніж електрохімічної. Експерименти в лабораторних умовах довели, що на практиці цей показник може складати від 2,2 до 2,7. Перевагами іскро- та плазмоерозійної коагуляції над електрохімічною є також високий антимікробний ефект і можливість уповільнення розвитку ціанобактерій.

3. Питомі витрати електричної енергії плазмоерозійного коагуляційного очищення 1 м<sup>3</sup> води в лабораторних умовах приблизно в 1,4 рази вищі за мінімально можливі теоретично в режимі випаровування всієї маси утворюючого коагулянт металу, з якої утворюються ерозійні частинки. Це обумовлює перспективи подальшого підвищення енергоефективності методу.

4. Підвищення енергоефективності плазмоерозійної коагуляції може досягатися завдяки забезпеченню режимів, у яких більшість плазмоерозійних частинок необхідних розмірів утворюються не з парової, а з рідкої фази утворюючого коагулянт металу, збільшенню швидкості підведення потужності в плазмові канали в результаті скорочення тривалості фронтів імпульсів розрядного струму, зменшенню потужності розрядного струму і тривалості його протікання в кожному з окремих плазмових каналів за умови збереження середньої потужності, яка виділяється в усіх плазмових каналах разом.

*Роботу виконано за рахунок бюджетної теми «Розробити нові математичні моделі та методи дослідження електрофізичних процесів і полів в електротехнічному обладнанні для вирішення задач його надійної експлуатації та діагностування» (шифр «Комплекс-5»). Державний реєстраційний номер 0121U107443, КПКВК 6541030.*

1. Укренерго. Національна енергетична компанія. Встановлена потужність енергосистеми України на 08/2021. URL: <https://ua.energy/vstanovlena-potuzhnist-energosityemy-ukrayiny/> (дата доступу: 07.10.2021).

2. Hu X, Wang B. Removal of pefloxacin from wastewater by dielectric barrier discharge plasma: Mechanism and degradation pathways. *Journal of Environmental Chemical Engineering*. 2021. No 9. Article ID 105720. 8 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jece.2021.105720>

3. Amin M.T., Alazba A.A., Manzoor U. A Review of Removal of Pollutants from Water/Wastewater Using Different Types of Nanomaterials. *Advances in Materials Science and Engineering*. Vol. 2014. Article ID 825910. 24 p. DOI: <https://doi.org/10.1155/2014/825910>

4. Zhao C.S., Shao N.F., Yang S.T., Ren H., Ge Y.R., Feng P., Dong B.E., Zhao Y. Predicting cyanobacteria bloom occurrence in lakes and reservoirs before blooms occur. *Science of the Total Environment*. 2019. Vol. 670. Pp. 837–848. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.scitotenv.2019.03.161>

5. Giudice D.D., Fang Sh., Scavia D., Davis T.W., Evans M.A., Obenour D.R. Elucidating controls on cyanobacteria bloom timing and intensity via Bayesian mechanistic modeling. *Science of the Total Environment*. 2021. Vol. 755. Article ID 142487. 12 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.scitotenv.2020.142487>
6. Шидловский А.К., Щерба А.А., Захарченко С.Н. Перспективы применения искроэрозионной коагуляции в системах водоподготовки тепловых сетей. *Энергетика и электрификация*. 2002. № 12. С. 34–40.
7. Zeghioud H., Nguyen-Tri P., Khezami L., Amrane A., Assadi A.A. Review on discharge Plasma for water treatment: mechanism, reactor geometries, active species and combined processes. *Journal of Water Process Engineering*. 2020. Vol. 38. Article ID 101664. 13 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jwpe.2020.101664>
8. Берека В.О., Кондратенко І.П. Електророзрядні технології обробки води та критерії доцільності їхнього використання. *Праці ІЕД НАН України*. 2021. Вип. 58. С. 90–99. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.090>
9. Hartmann W., Roemheld M., Rohde K.-D., Spiess F.-J. Large Area Pulsed Corona Discharge in Water for Disinfection and Pollution Control. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2009. Vol. 16. No 4. Pp. 1061–1065.
10. Kolb J.F., Joshi R.P., Xiao S., Schoenbach K.H. Streamers in water and other dielectric liquids. *Journal of Physics D: Applied Physics*. 2008. Vol. 41. Article ID 234007. 22 p. DOI: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/41/23/234007>
11. Bruggeman P., Leys C. Non-thermal plasmas in and in contact with liquids. *Journal of Physics D: Applied Physics*. 2009. Vol. 42. Article ID 053001. 28 p. DOI: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/42/5/053001>
12. Bozhko I.V., Serdyuk Y.V. Determination of Energy of a Pulsed Dielectric Barrier Discharge and Method for Increasing Its Efficiency. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2017. Vol. 45. Issue. 12. Pp. 3064–3069. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2017.2760888>
13. Lukes P., Clupek M., Babicky V., Sunka P. Pulsed Electrical Discharge in Water Generated Using Porous-Ceramic-Coated Electrodes. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2008. Vol. 36. No 4. Pp. 1146–1147. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2008.920945>
14. Яворовский Н.А., Корнев Я.И., Прейс С.В., Пельцман С.С., Хаскельберг М.Б., Чен Б.Н. Активные частицы-окислители в водо-воздушном потоке. *Известия Томского политехнического института*. 2006. Т. 309. № 2. С. 108–113.
15. Щерба А.А., Захарченко С.Н., Супруновская Н.И., Шевченко Н.И., Яцюк С.А., Соломенцева И.М. Повышение энергоэффективности электрофизических методов очистки сточных вод от органических загрязнений. *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск Силова електроніка та енергоефективність*. 2007. Ч. 5. С. 75–79.
16. Locke B.R., Sato M., Sunka P., Hoffman M.R., Chang J.-S. Electrohydraulic Discharge and Nonthermal Plasma for Water Treatment. *Industrial & Engineering Chemistry Research*. 2006. Vol. 45. Pp. 882–905.
17. Panorel I., Preis S., Kornev Ia., Hatakka H., Louhi-Kultanen M. Oxidation of aqueous pharmaceuticals by pulsed corona discharge. *Environmental Technology*. 2013. Vol. 34. No 7. Pp. 923–930. DOI: <https://doi.org/10.1080/09593330.2012.722691>
18. Larin B.M., Bushuev E.N., Larin A.B., Karpychev E.A., Zhadan A.V. Improvement of Water Treatment at Thermal Power Plants. *Thermal Engineering*. 2015. Vol. 62. No 4. Pp. 286–292. DOI: <https://doi.org/10.1134/S0040601515020056>
19. Geise G.M., Lee H.S., Miller D.J., Freeman B.D., McGrath J.E., Paul D.R. Water purification by membranes: The role of polymer science. *Journal of Polymer Science: Part B: Polymer Physics*. 2010. Vol. 48. Pp. 1685–1718. DOI: <https://doi.org/10.1002/polb.22037>
20. ТЭЦ-6 СОП «Киевские ТЭЦ ПАО «КИЕВЭНЕРГО». URL: [https://ecosoft.ua/customer\\_story/tets-6/](https://ecosoft.ua/customer_story/tets-6/) (дата доступу: 19.10.2021).
21. Каратаев О.Р., Шамсутдинова З.Р., Хафизов И.И. Очистка сточных вод электрохимическими методами. *Вестник Казанского технологического университета*. 2015. Т. 18. № 22. С. 21–23.
22. Захарченко С.М., Шидловська Н.А., Перекос А.О., Захарченко М.Ф. Енергоефективність електрофізичних методів диспергування та електрохімічного розчинення деяких металів. *Металофізика та новітні технології*. 2021. Т. 43. № 4. С. 465–487. DOI: <https://doi.org/10.15407/mfint.43.04.0465>
23. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П. Фізичні передумови побудови математичних моделей електричного опору плазмоерозійних навантажень. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 2. С. 5–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.005>
24. Захарченко С.Н. Повышение эффективности получения ультрадисперсных частиц металлов объемным электроэрозионным диспергированием их гранул в жидкости. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 1. С. 16–23.
25. Гончарук В.В., Щерба А.А., Захарченко С.Н., Савлук О.С., Потапченко Н.Г., Косинова В.Н. Дезинфицирующее действие объемного электроискрового разряда в воде. *Химия и технология воды*. 1999. Т. 21. № 3. С. 328–336.

26. Намитоков К.К. Электроэрозионные явления. М.: Энергия, 1978. 456 с.
27. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П. Порівняння ефективності згладжування сигналів напруги на плазмоерозійному навантаженні та струму в ньому багатоітераційними методами фільтрації. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 4. С. 3–13. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.04.003>
28. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П. Параметрична модель опору плазмоерозійного навантаження, адекватна в широкому діапазоні змін прикладеної напруги. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 3–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.03.003>
29. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A. Features of the Formation of Multi-Channel Pulse Currents and Fast-Migrating Electric Sparks in the Layer of Current-Conducting Granules of Electric-Discharge Installations. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 2. Pp. 3–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.003>

#### PHYSICAL AND TECHNICAL-ECONOMIC ASPECTS OF MODERN METHODS OF WATER TREATMENT FOR THERMAL AND NUCLEAR POWER ENGINEERING

N.A. Shydlovska<sup>1</sup>, S.M. Zakharchenko<sup>1</sup>, M.F. Zakharchenko<sup>2</sup>, I.L. Mazurenko<sup>1</sup>, M.A. Kulida<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: [shydlovska@ied.org.ua](mailto:shydlovska@ied.org.ua), [snzakhar@ukr.net](mailto:snzakhar@ukr.net), [irvnamazurenko@gmail.com](mailto:irvnamazurenko@gmail.com)

<sup>2</sup>V.I. Vernadsky Institute of General and Inorganic Chemistry National Academy of Sciences of Ukraine, pr. Palladina, 32/34, Kyiv, 03142, Ukraine. E-mail: [zakhar@ionc.kiev.ua](mailto:zakhar@ionc.kiev.ua)

<sup>3</sup>National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine, Potekhina st., 16, Kyiv, 03041, Ukraine. E-mail: [mkulida@ukr.net](mailto:mkulida@ukr.net)

*A critical analysis of modern electric-physical and electric-chemical methods of water treatment is given in the context of the efficiency of treatment surface natural waters for the thermal and nuclear power engineering. Physical aspects of electric-chemical coagulation are considered. Theoretical values of the specific energy of destruction of passivation films on the surface of aluminum and iron electrodes, as well as the minimum voltages required for this, are calculated. The mechanisms of conversion of the energy of discharge pulses in a layer of granules of metal forming a coagulant immersed in water are described. According to the described model of energy conversion processes, the minimum theoretical values of the specific energy of the formation of erosive Al and Fe particles from molten and evaporated metal are calculated. A technique for studying the energy efficiency of plasma-erosion coagulation under laboratory conditions is described, and the results of these studies are presented. The specific energy of purification of 1 m<sup>3</sup> of water by electric-chemical and plasma-erosion coagulation was calculated in various modes using Al and Fe as metals forming the coagulant. Based on the analysis of the obtained results, recommendations for ways to improve the energy efficiency of plasma-erosion coagulation modes are given. References 29, figure 1, table 1.*

**Keywords:** discharge current, thermal power engineering, energy efficiency, plasma-erosion coagulation, electric-chemical coagulation, water treatment

1. Ukrenergo. National Power Company. Installed capacity of the IPS of Ukraine values as of 08/2021. URL: <https://ua.energy/vstanovlena-potuzhnist-energosityemy-ukrayiny/> (accessed: 07.10.2021). (Ukr)
2. Hu X, Wang B. Removal of pefloxacin from wastewater by dielectric barrier discharge plasma: Mechanism and degradation pathways. *Journal of Environmental Chemical Engineering*. 2021. No 9. Article ID 105720. 8 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jece.2021.105720>
3. Amin M.T., Alazba A.A., Manzoor U. A Review of Removal of Pollutants from Water/Wastewater Using Different Types of Nanomaterials. *Advances in Materials Science and Engineering*. Vol. 2014. Article ID 825910. 24 p. DOI: <https://doi.org/10.1155/2014/825910>
4. Zhao C.S., Shao N.F., Yang S.T., Ren H., Ge Y.R., Feng P., Dong B.E., Zhao Y. Predicting cyanobacteria bloom occurrence in lakes and reservoirs before blooms occur. *Science of the Total Environment*. 2019. Vol. 670. Pp. 837–848. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.scitotenv.2019.03.161>
5. Giudice D.D., Fang Sh., Scavia D., Davis T.W., Evans M.A., Obenour D.R. Elucidating controls on cyanobacteria bloom timing and intensity via Bayesian mechanistic modeling. *Science of the Total Environment*. 2021. Vol. 755. Article ID 142487. 12 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.scitotenv.2020.142487>
6. Shidlovskiy A.K., Shcherba A.A., Zakharchenko S.N. Prospects for the use of spark erosion coagulation in water treatment systems of heat networks. *Energetika i elektrifikatsiya*. 2002. No 12. Pp. 34–40. (Rus)
7. Zeghioud H., Nguyen-Tri P., Khezami L., Amrane A., Assadi A.A. Review on discharge Plasma for water treatment: mechanism, reactor geometries, active species and combined processes. *Journal of Water Process Engineering*. 2020. Vol. 38. Article ID 101664. 13 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jwpe.2020.101664>
8. Bereka V.O., Kondratenko I.P. Electric Discharge Water Treatment Technologies and Criteria of Expediency of their Use. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2021. Issue 58. Pp. 90–99. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.090>

9. Hartmann W., Roemheld M., Rohde K.-D., Spiess F.-J. Large Area Pulsed Corona Discharge in Water for Disinfection and Pollution Control. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2009. Vol. 16. No 4. Pp. 1061–1065.
10. Kolb J.F., Joshi R.P., Xiao S., Schoenbach K.H. Streamers in water and other dielectric liquids. *Journal of Physics D: Applied Physics*. 2008. Vol. 41. Article ID 234007. 22 p. DOI: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/41/23/234007>
11. Bruggeman P., Leys C. Non-thermal plasmas in and in contact with liquids. *Journal of Physics D: Applied Physics*. 2009. Vol. 42. Article ID 053001. 28 p. DOI: <https://doi.org/10.1088/0022-3727/42/5/053001>
12. Bozhko I.V., Serdyuk Y.V. Determination of Energy of a Pulsed Dielectric Barrier Discharge and Method for Increasing Its Efficiency. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2017. Vol. 45. Issue. 12. Pp. 3064–3069. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2017.2760888>
13. Lukes P., Clupek M., Babicky V., Sunka P. Pulsed Electrical Discharge in Water Generated Using Porous-Ceramic-Coated Electrodes. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2008. Vol. 36. No 4. Pp. 1146–1147. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2008.920945>
14. Yavorovskiy N.A., Kornev Ya.I., Preis S.V., Pelchtsman S.S., Haskelberg M.B., Chen B.N. Active oxidizing particles in water-air flow. *Izvestiia Tomskoho Politekhnicheskoho Instituta*. 2006. Vol. 309. No 2. Pp. 108–113 (Rus).
15. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Suprunovskaya N.I., Shevchenko N.I., Yatsyuk S.A., Solomentseva I.M. Improving the Power Efficiency of Electrophysical Methods of Wastewater Treatment from Organic Pollution. *Tekhnichna elektrodynamika. Tematichnyi vypusk Silova elektronika ta energoefektivnist*. 2007. Vol. 5. Pp. 75–79. (Rus)
16. Locke B.R., Sato M., Sunka P., Hoffman M.R., Chang J.-S. Electrohydraulic Discharge and Nonthermal Plasma for Water Treatment. *Industrial & Engineering Chemistry Research*. 2006. Vol. 45. Pp. 882–905.
17. Panorel I., Preis S., Kornev Ia., Hatakka H., Louhi-Kultanen M. Oxidation of aqueous pharmaceuticals by pulsed corona discharge. *Environmental Technology*. 2013. Vol. 34. No 7. Pp. 923–930. DOI: <https://doi.org/10.1080/09593330.2012.722691>
18. Larin B.M., Bushuev E.N., Larin A.B., Karpychev E.A., Zhadan A.V. Improvement of Water Treatment at Thermal Power Plants. *Thermal Engineering*. 2015. Vol. 62. No 4. Pp. 286–292. DOI: <https://doi.org/10.1134/S0040601515020056>
19. Geise G.M., Lee H.S., Miller D.J., Freeman B.D., McGrath J.E., Paul D.R. Water purification by membranes: The role of polymer science. *Journal of Polymer Science: Part B: Polymer Physics*. 2010. Vol. 48. Pp. 1685–1718. DOI: <https://doi.org/10.1002/polb.22037>
20. CHP-6 SOP Kiev CHPP PJSC KIEVENERGO. URL: [https://ecosoft.ua/customer\\_story/tets-6/](https://ecosoft.ua/customer_story/tets-6/) (accessed: 19.10.2021). (Rus)
21. Karataev O.R., Shamsutdinova Z.R., Khafizov I.I. Wastewater treatment by electrochemical methods. *Vestnik Kazanskogo tekhnologicheskogo universiteta*. 2015. Vol. 18. No 33. Pp. 21–23. (Rus)
22. Zakharchenko S.M., Shydlovska N.A., Perekos A.O., Zakharchenko M.F. Power Efficiency of Electrophysical Methods of Dispersion and Electrochemical Dissolution of Several Metals. *Metallofizika i Noveishie Tekhnologii*. 2021. Vol. 43. No 4. Pp. 465–487. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/mfint.43.04.0465>
23. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskyi O.P. Physical Prerequisites of Construction of Mathematical Models of Electric Resistance of Plasma-erosive Loads. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 2. Pp. 5–12. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2017.02.005>
24. Zakharchenko S.M. Increase of Efficiency of Obtaining of Ultradispersive Metals Particles by Volume Electroerosive Dispersion their Granules in a Liquid. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 1. Pp. 16–23. (Rus)
25. Goncharuk V.V., Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Savluk O.S., Potapchenko N.G., Kosinova V.N. Disinfectant action of the volume electrospark discharges in water. *Khimiia i tehnologiya vody*. 1999. Vol. 21. No 3. Pp. 328 – 336. (Rus)
26. Namytkov K.K. Electroerosive phenomenon. Moskva: Energiya, 1978. 456 p. (Rus.)
27. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskyi O.P. Comparison of the Smoothing Efficiency of Signals of Voltage on the Plasma-erosive Load and its Current by Multi-Iterative Filtration Methods. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 4. Pp. 3–13. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2017.04.003>
28. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskyi O.P. Parametric Model of Resistance of Plasma-erosive Load, Adequate in the Wide Range of Change of Applied Voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 3–12. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2017.03.003>
29. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A. Features of the Formation of Multi-Channel Pulse Currents and Fast-Migrating Electric Sparks in the Layer of Current-Conducting Granules of Electric-Discharge Installations. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 2. Pp. 3–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2022.02.003>

Надійшла 07.04.2022  
Остаточний варіант 11.05.2022



**OPTIMIZATION OF BALANCING IN A BRIDGE MEASURING CIRCUIT  
WITH A DIFFERENTIAL CONDUCTOMETRIC SENSOR****V.G. Melnyk<sup>\*</sup>, P.I. Borshchov<sup>\*\*</sup>, O.D. Vasylenko<sup>\*\*\*</sup>, I.O. Brahynets<sup>\*\*\*\*</sup>****Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
Peremohy ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.****E-mail: [melnik@ied.org.ua](mailto:melnik@ied.org.ua)**

*The article is devoted to reducing the influence of sources of an additive error in determining local changes in the electrical conductivity of electrolyte solutions under conditions of changes in the background electrical conductivity of the measurement medium, which often occurs in biosensor and other systems with a differential pair of conductometric transducers when their electrical parameters are not identical. The goal is to provide a deep suppression of the influence of background changes with significant differences in both reactance and active resistance in the transducers of a pair of sensor. The essence of the issue, the causes and mechanism of this type of error, as well as the methods and means of its reduction, developed earlier, are briefly considered. A diagram and description of the structure of a differential conductometric channel of a biosensor system based on an AC bridge, an algorithm for its balancing operations by controlling the module and phase of the test voltage, as well as a vector diagram of currents and voltages in the bridge circuit during this process. The balancing of the bridge has been modeled analytically, bringing it to a quasi-equilibrium state, in which changes in the background electrical conductivity do not change its output signal. Additional operations for balancing the bridge are determined to achieve such a state with significant differences in both capacitances and active resistances in the impedances of a pair of conductometric transducers of a differential sensor. The results of experimental studies of the suppression of the influence of changes in the background electrical conductivity of a solution in a differential conductometric channel with using its computer model and experimental sample of a conductometric instrument with an electrical equivalent of a differential sensor are presented. A comparison of the results obtained and the corresponding data for balancing bridge circuits by previously developed methods is given. References 16, figures 3, tables 3.*

**Key words:** differential conductometric biosensors, impedance, measurement, common mode influences, equivalent electrical model.

**Introduction.** Determination of changes in the parameters of the complex electrical conductivity of electrolyte solutions can provide important information about the state of the environment, the quality of technological materials and food products, and can be used in biotechnology, medical and technical diagnostics [1–3]. In many cases, the measurement of values of active conductivity (conductometry) [4] can be used. In particular, the use of biosensor methods implemented using a two-electrode conductometric transducer (sensor) with a planar interdigitated comb topology holds great promise [5–7]. Such a transducer cover with a selective biochemical membrane. An informative physical quantity during measurements is a local change in the electrical conductivity of the buffer solution in the measuring cell due to an increase in the concentration of electric charge carriers between the sensor's electrodes in the result of a biochemical reaction in the membrane after contact with the analyte.

A serious obstacle to improving the accuracy, sensitivity and reliability of conductometric measurements is the dependence of the background electrical conductivity of the buffer solution on its temperature, changes in concentration during measurements, the presence of various impurities and other non-informative factors. To eliminate it, the method of differential measurements is used using a differential sensor, consisting of an active transducer associated with the object under study (working one), and a passive (reference one) that determines the background conductivity of medium in a measurement sell. In biosensor

---

© Melnyk V.G., Borshchov P.I., Vasylenko A.D., Brahynets I.O., 2022  
ORCID ID: <sup>\*</sup> <https://orcid.org/0000-0002-4470-4339>; <sup>\*\*</sup> <https://orcid.org/0000-0003-1363-9252>;  
<sup>\*\*\*</sup> <https://orcid.org/0000-0002-1043-9426>; <sup>\*\*\*\*</sup> <https://orcid.org/0000-0002-9528-5808>



systems, they constitute a differential pair of identical primary transducers with selective (active) and neutral (passive) membranes, respectively. These transducers, placed in the buffer solution of the conductometric cell, are included in opposite branches of the bridge circuit, which is powered by an alternating current voltage source with a frequency of several tens of kHz [8–10]. When an analyte is added to buffer solution, a local change in the electrical conductivity of the solution occurs in a selective membrane, which is proportional to the concentration of the analyte in the analyte. It causes the response on the biochemical reaction, the magnitude of which is determined by the change in current in the working converter and at the output of the bridge. Such technology can be used not only for biosensors, but also for many other measurements in liquid media.

The change in background conductivity in this case is common mode influence. Under ideal conditions, with identical parameters of the equivalent electrical circuit of the conductometric transducers and in the absence of an analyte, the bridge is balanced. Therefore, changes in currents in the working and reference transducers due to changes in the background electrical conductivity of the solution are mutually subtracted at the output of the bridge and do not affect the informative signal at its output. However, in practice it is very difficult to ensure the identity of these parameters [11, 12].

A simplified equivalent circuit of a two-electrode conductometric transducer at optimal frequencies is a series RC circuit in which the active resistance of its impedance  $R$  is determined mainly by the solution resistance and depends on the geometric dimensions of the electrode array. This parameter can have a sufficiently high accuracy due to the use of modern technologies for the manufacture of transducers. The parameter  $C$  is mainly determined by the reactive (capacitive) resistance  $1/\omega C$  of the near-electrode double layer, which depends from the state of the electrode surfaces and cannot be stable. This leads to a change in the phase angle of the converter and to a change in both the phase and the amplitude of the current in it under constant test voltage on the transducer. Therefore, even if changes of the impedance of a transducer with series equivalent circuit are due to a change in the capacitance alone, there is also a change in voltage across the active component of the impedance – that is, across the solution under test. In this case, the increment of current in the transducer changes with the same changes in the conductivity of the solution.

In a differential conductometric system, the indicated changes in the capacities of the working and reference transducers can differ significantly. This leads to the appearance of a false response at the output of the bridge due to in-phase non-informative impact on the converters caused by changes in the background electrical conductivity during the measurement process, i.e. to the additive measurement error. That is especially noticeable when working with electrically conductive analytes [11–14].

It should also be taken into account that in the electrode region there are also active charge transfer resistances, which are shunted by the capacitance of the double layer. However, at frequencies optimal for measurements (tens of kHz), this shunting is not complete; therefore, the equivalent resistance  $R$  of a two-element chain has a certain component, which is determined by the charge transfer resistance and near-electrode capacitance. This component can be determined by recalculating the parameters of the parallel connection of the charge transfer resistance with the double layer capacitance into equivalent (at the operating frequency) parameters for their series connection. If the changes in the near-electrode capacitances of the differential sensor transducers are not the same, the indicated components  $R$  in their equivalent two-element circuits turn out to be different. That additionally changes the ratio of active resistances and, accordingly, worsens the suppression of the effects from the common mode influence caused by changes in the background electrical conductivity of the solution.

In order to avoid this phenomenon, in conductometric systems with a bridge circuit for comparing currents (which provides a fixed voltage mode on the measurement object), the bridge is balanced on the output current component, which is quadrature to the test voltage, by compensating of the voltage drop across the capacitances of the converters [10, 12, 13]. The result of this is the equality of the amplitudes of the supply voltage of the bridge and the antiphase test voltages on the active resistances of converters in the differential sensor and, respectively, the equality of changes in the amplitudes of the antiphase currents in them is achieved under changes the background electrical conductivity.

However, full mutual compensation of changes in sensor currents under changes in the background electrical conductivity is not obtained in this case, since the changes in currents differ in phase due to the difference in the phase angles of the conductometric transducers of the sensors [12, 13]. The way to solve this problem was first proposed in [15]. It consists in bringing the bridge to a quasi-equilibrium state by additionally adjusting the phase of the test voltage in its reference branch, due to which the collinearity of the vectors of changes in the currents of the converters is achieved. In that case the output signal of the bridge is

maintained unchanged when the background electrical conductivity of the solution changes. The disadvantage of the solution described in [15] is the need to use in the bridge circuit analog signal converters: DAC, adders, inverters, phase shifters. This complicates the device circuit and its adjustment, limits the frequency range and measurement accuracy. When using bridge circuits with digital generators of test and reference voltages, analog converters may be absent. Such an AC bridge is balanced by regulating the ratios of the modules and phases of the output voltages of the generators, which are fed to the working and reference converters [16].

The collinearity of the vectors of changes in the currents of the converters is achieved by additional adjustment of the voltage phase on the reference converter. Theoretical and experimental studies of such balancing of the bridge circuit have shown possibility of a high degree of suppression of common-mode interference from changes in the background electrical conductivity with differences in the capacitances of the differential sensor transducers. However, with differences in their active resistances, its effectiveness turned out to be much lower.

The purpose of this work is to provide a deep suppression of the influence of changes in the background electrical conductivity of the solution during differential conductometric measurements under conditions of significant differences in both reactive and active resistances of the sensor's transducers. A new method is proposed for bringing the bridge to a quasi-equilibrium state, which differs from those used previously to do this.

Let us consider this problem in more detail. Balancing of the bridge on phase of the currents in the converters of the differential sensor in the device described in [16] is performed by rotating the phase of the test voltage, and not by adding a quadrature component to it, which compensates for voltage drops on the near-electrode capacitance of the converter, as in [10, 12, 13]. In this case, the normalized test voltages, which are set by the generators in the bridge branches, are distributed on the reactive and active resistances of the differential sensor converters into the corresponding quadrature components in proportion to their values. The modules and phases of these components may have different ratios in the working and reference transducers due to differences in their phase angles. If this difference is associated only with a change in the reactive component of the impedance, first, the bridge completely balanced by adjusting the amplitude and phase of the test voltage on the reference converter. Then, quasi-equilibrium state of the bridge is established by additional rotation of its phase by the phase difference of the angles of the differential pair of transducers [16]. It makes possible to achieve equality of voltages across the active resistances of the conductometric transducers. In this case, the current responses in the bridge branches to in-phase interference from changes in the background electrical conductivity of the solution are mutually compensated with high accuracy.

However, if the active resistances of the working and reference sensors differ, this compensation is not complete, since in a bridge circuit with current comparison, during balancing, the currents in the sensors are equalized, and not the voltages across them. Of course, you can use a bridge circuit with a comparison of the voltages on the sensors, but at the same time, they must operate in the mode of a given current (galvanostat). This means that voltages on conductometric transducers can vary within a wide range during measurement, which is unacceptable both for biosensors and in many other cases. This mode requires different approaches to performing measurements.

### Structure and adjusting of the measuring channel.

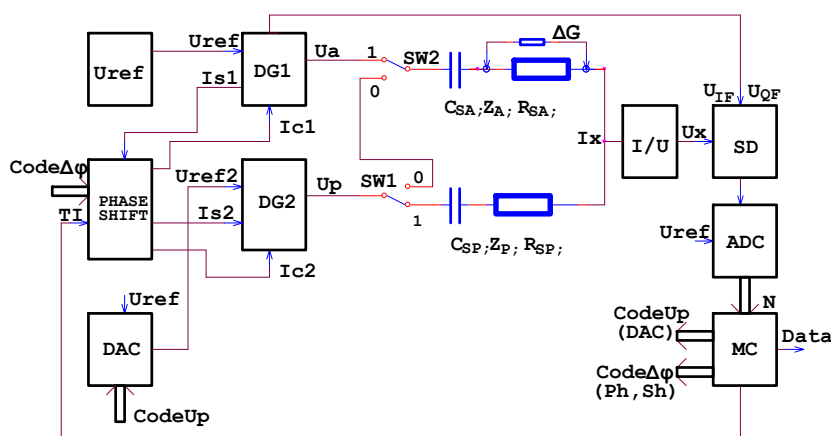


Fig. 1

A simplified structure of the differential conductometric channel of a biosensor system with a compensating-bridge circuit with current comparison, which is balanced by adjusting the ratios of test voltages on the sensors of the differential pair by modulo and by phase, is shown in Fig. 1.

The bridge circuit contains two branches formed by digital generators DG1, DG2 of stepped quasi-sinusoidal signals and conductometric converters of the differential biosensor, which are shown as

equivalent RC circuits  $R_{SA}$ ,  $C_{SA}$  (active, working sensor) and  $R_{SP}$ ,  $C_{SP}$  (passive, reference sensor) with impedances  $Z_A$  and  $Z_P$ . A stable constant reference voltage  $U_{ref}$  powers the bridge. This voltage is supplied unchanged to the working branch, and to the reference branch – through a digital-to-analog converter DAC. The digital oscillators generate quasi-sinusoidal voltages  $U_a$  and  $U_p$  with  $n$  steps per period under the influence of clock pulses  $I_C$ . The frequency  $f_W$  of these voltages is  $n$  times lower than the frequency  $f_C$  of the  $I_C$  pulses, which are formed from the clock pulses TI of the microcontroller with a frequency  $f_T$ . Their phase relationships are set by synchronization pulses:  $I_{S1}$ , which is generated by the master generator DG1, and  $I_{S2}$ , which sets the initial phase of the slave generator DG2, and is shifted in time relative to  $I_{S1}$  using the Phase Shift digital delay by an integer number of quasi-sinusoid steps. More discrete control of the phase shift is carried out by shifting  $I_{C2}$  relative to  $I_{C1}$  by an integer number of periods of frequency  $f_T$ , which is an integer number of times higher than the frequency  $f_C$ . The control codes for the phase shift  $\Delta\varphi$  and the voltage amplitude  $U_p$  DG2 are formed by the microcontroller mkC. The bridge balancing process is controlled by the microcontroller software according to the processing result of the bridge imbalance signal  $I_X$ , which is converted into voltage  $U_X$  by the  $I/U$  converter. Then, an in-phase or quadrature component with  $U_a$  is extracted from it using a synchronous detector SD with mutually quadrature reference signals  $U_{IF}$  or  $U_{QF}$ , which are converted into a digital code using ADC. The configuration of the bridge circuit can be changed with the SW switches to preset the measurement channel and to measure the result of the biochemical reaction in the working sensor. The structure of this measuring channel and its functioning are considered in more detail in [16].

The microcontroller program performs the preparation of the channel for measuring of the change in the specific electrical conductivity of the solution in the working conductometric transducer in the form of a sequence of the operations for bringing the bridge circuit to its initial quasi-equilibrium state. In this state, the errors from the instability of the parameters of the equipment and the measurement environment are minimal. In [16], an algorithm and a vector model of a variant of such tuning are described in detail, which ensures its good accuracy in the case of instability of the near-electrode capacitances of transducers of a differential pair. Therefore, in this article they are shown in a simplified form, followed by a detailed description of new operations that reduce the error also from non-identities of the active resistances of the working and reference sensors. The simplified vector model of such measuring process is shown in Fig. 2.

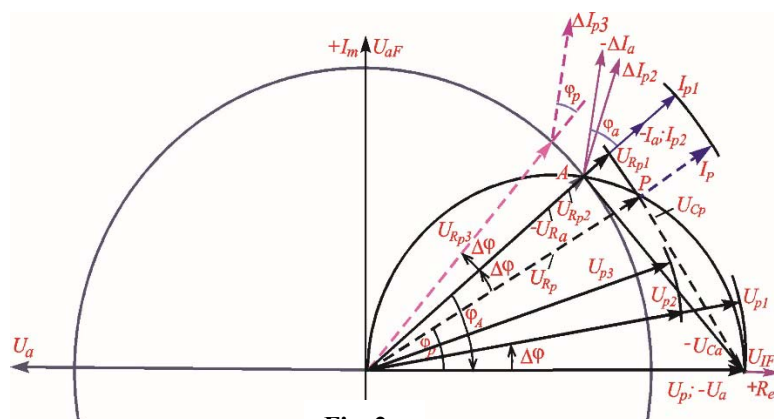


Fig. 2

The whole measurement process consists of three stages. At the first of them, a preliminary full balancing of the bridge circuit is performed, in the result of which the amplitude of the bridge output signal becomes close to zero. At this stage, the values of diagnostic parameters of the impedance of conductometric transducers  $R_{SA}$ ,  $C_{SA}$  and  $R_{SP}$ ,  $C_{SP}$  are determined. The values of tangents of their phase angles  $\text{tg}\varphi_A$ ,  $\text{tg}\varphi_P$  are calculated. At the second stage, the bridge is set to the calculated state of quasi-equilibrium, in which the output signal of the bridge is not close to zero,

but it does not change with the same, in-phase changes in the parameters  $R_{SA}$  and  $R_{SP}$ . At the third stage, a sample of the analyte is introduced into the conductometric cell. As a result of a chemical reaction, a local change in the electrical conductivity of the solution occurs on the active (working) transducer producing changing  $R_{SA}$ . That changing is converted in the bridge circuit into an informative signal, the digital code of which is proportional to the concentration of the analyzed analyte.

These voltages in the bridge circuit are anti-phase, but, for clarity of the signal's comparison in the bridge,  $U_a$  is shown in reverse phase. The process of the preliminary balancing of the bridge is the gradual reduction of the amplitude of its output signal to the minimum possible value by successively changing the values of the phase shift codes  $\Delta\varphi$  and the amplitude  $U_p$ . The  $U_p$  vector rotates to the  $U_{p1}$  position and its amplitude decreases (to the  $U_{p2}$  position). The current vectors of the active ( $-I_a$ ) and passive ( $I_{p2}$ ) transducers coincide in this case (the bridge is balanced). If  $R_{SA}$  and  $R_{SP}$  are equal and  $C_{SA}$  and  $C_{SP}$  are different, the result of the first tuning stage is the alignment of the ends of the voltage vectors  $U_{Ra}$  and  $U_{Rp}$  along the arc between

points  $P$  and  $A$ . The voltage vector across the active resistance of the passive transducer takes on the value  $U_{Rp2}$ . The current increment vectors  $-\Delta I_a$  and  $\Delta I_p2$  have the same amplitude during in-phase action on the transducers in this state of the bridge, but different phase angles relative to the current vectors (they are equal to the phase angles  $\varphi_a$  and  $\varphi_p$ , respectively). To eliminate this difference, the bridge is transferred to a state of quasi-equilibrium at the second stage of tuning by an additional rotation of the voltage vector on the passive sensor from the position  $U_{p2}$  to  $U_{p3}$  by an angle  $\Delta\varphi$ . After that, the increments of currents (now  $-\Delta I_a$  and  $\Delta I_p3$ ) after common-mode influence on transducers become collinear (with opposite phases) and equal in absolute value, and therefore cancel each other in the output signal of the bridge.

**Achieving the necessary quasi-equilibrium of the bridge with a difference in the active resistances of conductometric transducers.** There is equality of the currents of active ( $-I_a$ ) and passive ( $I_p2$ ) transducers in the equilibrium state of the bridge. Therefore, the voltage on them  $U_{RA}$  and  $U_{Rp2}$  (that is, voltages on the solution in the transducers) turns out to be different, if the active resistances of a conductometric transducers pair are different. Consequently, the current increments with a change in the background electrical conductivity of the solution will also differ, their mutual compensation at the output of the bridge will not be complete, and the resulting additive error will not be completely suppressed.

This problem can be overcome by changing the operation of balancing the currents of the working and reference arms of the bridge in order to bring the bridge into a slightly different state of quasi-equilibrium. After reaching the equality of the modules of their currents (at the first stage of setting up the measuring channel), the reference transducer's current module is corrected, depending on the ratio of the active resistances of the differential pair of transducers. This correction transfers the bridge into a state of quasi-equilibrium (in terms of current) and equilibrium in terms of voltages across their active resistances. The correction is calculated in such a way that the voltage drops on the active components of the impedance of the working and reference transducers are as close as possible. The initial data for such calculations are the results of diagnostics of the parameters  $R$ ,  $C$ ,  $\text{tg}\varphi$  of conductometric transducers, which is performed at the first stage of channel tuning. There are some features of their definition, related to the fact that the equivalent circuit of the transducers is a serial  $RC$ -chain, and the parameters of the parallel equivalent circuit ( $G$  and  $\omega C$ ) are measured.

In differential conductometric devices, the measured parameter is the conductivity, and the informative signal of the bridge measuring circuit is its output current. Therefore, measurements are made using a parallel transducers equivalent circuit (active and reactive conductance, phase angle tangents and their differences), and the necessary diagnostic parameters (active and reactance according to a series equivalent circuit) are obtained by calculations. To do this, the relations known from theoretical electrical engineering are used to recalculate the parameters of a parallel circuit (indices  $P$ ) into a serial circuit equivalent at a working operating frequency  $\omega_w$  (indices  $SE$ ) and to recalculate the parameters of a serial circuit (indices  $S$ ) into equivalent parameters of a parallel circuit (indices  $PE$ ):

$$R_{SE} = R_p \left( 1 + (\omega_w C_p R_p)^2 \right)^{-1}; \quad C_{SE} = C_p \left( 1 + (\omega_w C_p R_p)^2 \right);$$

$$R_{PE} = R_s \left( 1 + (\omega_w C_s R_s)^2 \right)^{-1}; \quad C_{PE} = C_s \left( 1 + (\omega_w C_s R_s)^2 \right).$$

In these expressions, the terms  $\omega_w C_p R_p$  and  $1/(\omega_w C_s R_s)$  are the values of the phase angle tangent of the parallel and series  $RC$  circuits at the frequency  $\omega_w$ , respectively.

The above correction can be carried out by multiplying the value of the DAC control code that generates the  $U_{p2}$  voltage applied to the reference transducer after the bridge is fully balanced by some factor. It equal to the ratio of the active resistances of the reference and working transducer or the inverse ratio of their conductivities in a series equivalent circuit. However, as our studies have shown, this correction is not sufficient, since the amplitudes of current increments in transducers with a change in the specific electrical conductivity of the solution depend not only on the voltage across the solution, but also on the values of the phase angles of the transducer [12, 13]. Therefore, it is necessary to introduce an additional correction of the correction factor, which takes into account the ratio of the dependences of the increments of the of the active and passive transducer's current on their phase angles. The rationale for the values of additional corrections on the mathematical model of the process of setting the measuring channel is given below.

The complete equivalent circuit of two-electrode conductometric transducers is complex. With this in mind, it is advisable to check the compliance of their equivalent circuit with a serial two-element  $RC$  circuit at the used operating frequency of this device when performing diagnostics. It is not a problem to

measure the above diagnostic parameters with (for example) a twofold change in the operating frequency, since there are no frequency-dependent blocks in bridge circuits with digital generators of test and reference voltages. The adequacy criterion is a significant excess of the change in reactive conductance compared to the change active one with a change in frequency for each of the converters. An important criterion for the quality of transducers is also the closeness of their active conductivities at both frequencies. If these criteria are not met, it is necessary either replace the sensor or, if possible, select a more optimal operating frequency.

Let us consider mathematical expressions characterizing the process of bringing a bridge measuring circuit with a differential biosensor to a state of equilibrium and quasi-equilibrium. Each of the sensors is represented as a two-element equivalent circuit having two elements connected in series – the electrical conductivity of the solution and the electrical capacitance, which characterizes the processes in the near-electrode layer of the solution. Let us designate the impedance parameters of the sensors as follows:  $G_{SA}$  is the electrical conductivity of the active sensor,  $C_{SA}$  is the capacitance connected in series with it,  $G_{SP}$  is the electrical conductivity of the reference sensor,  $C_{SP}$  is the capacitance connected in series with it. Let us use the method of complex amplitudes for calculating electrical circuits operating under the action of alternating voltages of a sinusoidal shape with a frequency  $\omega$ .

The working (active) sensor is supplied with the voltage of an independent (leading) generator with a fixed amplitude and phase, which has only an in-phase component:  $\dot{U}_a = U_a$ . The reference (passive) sensor is supplied with the voltage of a dependent, regulated generator, which changes when the bridge is balanced:  $\dot{U}_p = |\dot{U}_p| \cdot \exp(j\varphi_p)$ . In this expression  $|\dot{U}_p|$  – the modulus of the regulated voltage of the dependent generator,  $\varphi_p$  is the angle of its phase shift relative to the voltage of the independent generator. The complex currents through the sensors are defined by the following expressions:

$$\dot{I}_{a1} = \frac{U_a}{\frac{1}{j\omega C_{SA}} + \frac{1}{G_{SA}}} = U_a G_{SA} \frac{\exp[\arctg(\tg\varphi_A)]}{\sqrt{1 + \tg^2\varphi_A}},$$

$$\dot{I}_{p1} = \frac{|\dot{U}_p| \exp(j\varphi_p)}{\frac{1}{j\omega C_{SP}} + \frac{1}{G_{SP}}} |\dot{U}_p| G_{SP} \frac{\exp(j\varphi_p) \cdot \exp[\arctg(\tg\varphi_P)]}{\sqrt{1 + \tg^2\varphi_P}},$$

where  $\tg\varphi_A = G_{SA}/\omega C_{SA}$ ;  $\tg\varphi_P = G_{SP}/\omega C_{SP}$  are phase angle tangents  $\varphi_A$  and  $\varphi_P$  of sensor impedances.

Balancing the measuring circuit is to achieve equality of the modules and phase shifts of the currents  $I_{a1}$  and  $I_{p1}$ . Based on this condition, we find the relative value of the modulus of the regulated voltage, the dependent generator to the voltage of the independent generator ND1 (this is the DAC control code) and the phase shift between these voltages  $\Delta\varphi_{p1}$  corresponding to the equilibrium state of the measuring circuit:

$$\Delta\varphi_{p1} = \varphi_A - \varphi_P; \quad ND_1 = \frac{G_{SA}}{G_{SP}} \cdot \frac{\sqrt{1 + \tg^2\varphi_P}}{\sqrt{1 + \tg^2\varphi_A}}. \quad (1)$$

Let us determine the parameters of the state of quasi-equilibrium of the measuring circuit, in which the effect of changes in the background electrical conductivity on the measurement result of local changes in the electrical conductivity will be minimal. During conductometric measurements, the background electrical conductivity of the solution in the measuring cell changes and, accordingly, the active electrical conductivities in the sensors. This is equivalent to multiplying them by the same coefficient  $K_f$ :

$$G_{SA}^\Delta = K_f G_{SA} = G_{SA} + \Delta G_{SA} = G_{SA} + (1 - K_f) \cdot G_{SA}, \quad (2)$$

$$G_{SP}^\Delta = K_f G_{SP} = G_{SP} + \Delta G_{SP} = G_{SP} + (1 - K_f) \cdot G_{SP}. \quad (3)$$

The complex current through the active sensor  $\dot{I}_a^\Delta$  after a change in the specific electrical conductivity of the solution and its change  $\Delta I_a$  are described by the expressions:

$$\dot{I}_a^\Delta = \frac{U_a}{\frac{1}{j\omega C_{SA}} + \frac{1}{G_{SA} + \Delta G_{SA}}}; \quad \Delta \dot{I}_a = \frac{U_a}{\frac{1}{j\omega C_{SA}} + \frac{1}{G_{SA} + \Delta G_{SA}}} - \frac{U_a}{\frac{1}{j\omega C_{SA}} + \frac{1}{G_{SA}}}. \quad (4)$$

After transformations, we have:



$$(\Delta \dot{I}_a = U_a \left( \frac{G_{SA} + \Delta G_{SA}}{1 - j \cdot \operatorname{tg} \varphi_A^\Delta} - \frac{G_{SA}}{1 - j \cdot \operatorname{tg} \varphi_A} \right)), \quad (5)$$

where  $\operatorname{tg} \varphi_A^\Delta = \operatorname{tg} \varphi_A + \Delta \operatorname{tg} \varphi_A$ ,  $\Delta \operatorname{tg} \varphi_A = \frac{\Delta G_{SA}}{\omega C_{SA}} = (1 - K_f) \cdot \operatorname{tg} \varphi_A$ .

Bringing the expression in brackets (5) to a common denominator and expanding the brackets gives:

$$\Delta \dot{I}_a = U_a \frac{\Delta G_{SA}}{1 - j \cdot (2 \operatorname{tg} \varphi_A + \Delta \operatorname{tg} \varphi_A) - \operatorname{tg}^2 \varphi_A - \operatorname{tg} \varphi_A \cdot \Delta \operatorname{tg} \varphi_A}. \quad (6)$$

Let's determine the module and the phase of current change through the active sensor. The phase is determined by the denominator (6):

$$\varphi_a^\Delta = \operatorname{arctg} \left( \frac{2 \operatorname{tg} \varphi_A (1 + \frac{1 - K_f}{2})}{1 - \operatorname{tg}^2 \varphi_A (1 + (1 - K_f))} \right). \quad (7)$$

In practical measurements, the electrical conductivity changes by a few percent, therefore  $(1 - K_f) \ll 1$ . Taking into account the formula for the tangent of a double angle, we can write:

$$\varphi_a^\Delta \approx \operatorname{arctg} \left( \frac{2 \operatorname{tg} \varphi_A}{1 - \operatorname{tg}^2 \varphi_A} \right) \quad \text{and} \quad \varphi_a^\Delta \approx 2 \varphi_A. \quad (8)$$

Approximate value of the current change module through the active sensor:

$$|\Delta \dot{I}_a| \approx U_a \cdot \Delta G_{SA} \frac{1}{\sqrt{(1 - \operatorname{tg}^2 \varphi_A)^2 + 4 \operatorname{tg}^2 \varphi_A}} = U_a \cdot \Delta G_{SA} \cdot \frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_A}. \quad (9)$$

By analogy with (9), we determine the change in current through the reference sensor:

$$\Delta \dot{I}_p = |\dot{U}_p| \exp(\varphi_p) \left( \frac{G_{SP} + \Delta G_{SP}}{1 - j \cdot \operatorname{tg} \varphi_P^\Delta} - \frac{G_{SP}}{1 - j \cdot \operatorname{tg} \varphi_P} \right), \quad (10)$$

where  $\operatorname{tg} \varphi_P^\Delta = \operatorname{tg} \varphi_P + \Delta \operatorname{tg} \varphi_P$ ,  $\Delta \operatorname{tg} \varphi_P = \frac{\Delta G_{SP}}{\omega C_{SP}} = (1 - K_f) \cdot \operatorname{tg} \varphi_P$ .

Then, by analogy with (8) and (9):

$$\varphi_p^\Delta \approx 2 \varphi_P + \varphi_p; \quad |\Delta \dot{I}_p| \approx |\dot{U}_p| \cdot \Delta G_{SP} \cdot \frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_P}. \quad (11)$$

To mutually compensate the changes of currents in the sensors when the background electrical conductivity of the solution changes, it is necessary to ensure the equality of the phase angles and absolute values of their vectors. From comparisons of the corresponding expressions in (8), (9) and (11), we find the correction values of the voltage vector on the reference sensor in phase and modulus to achieve the necessary quasi-equilibrium:

$$\text{by phase: } \Delta \varphi_{p2} = 2(\varphi_A - \varphi_P); \quad \text{modulo: } ND_2 = \frac{\Delta G_{SA}}{\Delta G_{SP}} \cdot \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_P}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_A} = \frac{G_{SA}}{G_{SP}} \cdot \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_P}{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_A}. \quad (12)$$

From the performed analysis, the following conclusions can be drawn. Expressions (1) describe the voltage regulation parameters of the slave generator, corresponding to the equilibrium state of the measuring circuit before the introduction of the analytical substance into the solution. This state is achieved by applying the measurement method with balancing the bridge in quadrature and in-phase components of the output signal of the bridge towards the test signal [10, 12]. When an analyte is introduced into the conductometric cell, in addition to an informative change in the current in the working (active) sensor, the background electrical conductivity of the solution changes. In the result of it the current vectors in both sensors change. These, non-informative, changes in the general case differ from each other both in phase angle and in amplitude, which manifests itself as additive interference and the corresponding measurement error. In the method described in [16], after balancing, the operation of an additional change in the voltage phase of the regulated generator is performed by a value equal to the difference in the phase angles of the impedances of the active and reference (passive) sensors. Such a change in the phase of this voltage is determined by the first condition in expressions (11). In this case, the collinearity of the vectors of changes in currents in the sensors and the complete elimination of additive interference are achieved, if the active resistances of the

sensors are the same. For complete mutual compensation of in-phase changes in currents in sensors at different values of their active resistances, it is also necessary to additionally change the voltage amplitude of the regulated generator so that the second (amplitude) condition formulated in (12) also is achieved. From the comparison of expressions (1) and (12) it follows that the coefficient of amplitude correction of the voltage of the dependent generator ND1 must be additionally multiplied by the coefficient:

$$K = \frac{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_P}}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_A}}.$$

This operation allows to bring the bridge into the new quasi-equilibrium state described above.

#### **Experimental studies of the suppression of the effect of changes in the background electrical conductivity of the solution in a differential conductometric channel.**

To estimate the degree of suppression of changes in the background electrical conductivity of the solution, computer simulation of the behavior of the measuring circuit was carried out when using the prototype and the proposed method.

The simulation results are presented in Table 1. Calculations were made for the generator voltage frequency of 62.5 kHz. It is assumed that when a test substance is introduced, the background electrical conductivity of the solution changes by 1%, and the local electrical conductivity changes by the same amount due to the reaction in the active sensor. Calculations were performed for the range of electrical conductivity values from 0.2 mS to 5 mS, electrical capacitance from 1 nF to 50 nF, which corresponds to the limits of the ranges of the parameters of real conductometric transducers, which are appropriate to use in the considered biosensor systems.

The penultimate two columns of Table 1 show the ratio of the change in the nonequilibrium current modulus due to the change in the background electrical conductivity of the solution to the informative change in the nonequilibrium current modulus due to the local change in the electrical conductivity as a result of the reaction in the active sensor. Column  $\delta_1$  corresponds to the method without amplitude correction, column  $\delta_2$  corresponds to the method developed in this work. The right column shows the values of the ratios  $\delta_1/\delta_2$ , characterizing the increase in the coefficient of suppression of changes in the background electrical conductivity using the proposed method compared with the prototype. The first and last two rows show simulation results for the most typical values of solution resistance in the sensor, about 1 k $\Omega$ , with differences in sensor capacitances up to  $\pm 20$  percentage. As can be seen from the data in the table, the influence of non-informational changes in the background electrical conductivity when using the developed measurement method decreases at least 37 times compared to the method that does not have additional voltage correction on the active resistance of the passive sensor.

**Table 1**

No	$G_{AS}$ , mS	$C_{AS}$ , nF	$\operatorname{tg} \varphi_A$ , $\varphi_A$ , °	$G_{RS}$ , mS	$C_{RS}$ , nF	$\operatorname{tg} \varphi_R$ , $\varphi_R$ , °	$\varphi_{B2}$ , °	ND <sub>1</sub>	ND <sub>2</sub>	$\delta_1$ , %	$\delta_2$ , %	$\delta_1/\delta_2$
1	1	5,44	0,4681 25,084	1	4,352	0,5851 30,333	-10,498	1,0493	1.1011	4,7	0,08	58,75
2	5	40	0,3183 17,657	5	48	0,26526 14,856	5,6015	0,9858	0,9719	1,5	0,04	37,5
3	5	1	12,733 85,509	4,167	1	10,61 84,616	1,787	1,0013	0,8356	19,8	0,017	1164
4	0,2	1	0,5093 26,99	0,25	1	0,6366 32,482	-10,984	0,8451	0,8927	5,4	0,11	49
5	1	4,5	0,5659 20,505	1	5,4	0,4716 25,247	8,515	0,9622	0,9259	4	0,066	60,6
6	1	5,44	0,4681 25,084	1,2	6,8	0,4496 24,207	1,7555	0,8272	0,8214	0,7	0,01	70

**Verification of the developed measurement method on a physical model.** For an experimental evaluation of the effectiveness of the proposed measurement method, an operating sample of a differential conductometric meter was made with the structure and tuning algorithm considered in this paper. The studies were carried out using the electrical equivalent of a differential conductometric transducer developed earlier [13]. Also were used the results of studies of the frequency characteristics of several types of conductometric transducers with interdigitated topology used in biosensors. Scheme of the equivalent is shown in Fig. 3

resistors 1K and capacitors 5.44nF simulate the typical electrical parameters of active and passive converters, 100K resistances simulate changes in their electrical conductivity by 1%, and 5K resistances and 1.3nF and 4.55nF capacitors allow you to simulate non-identity of the converter parameters. The 3.3K resistors can simulate near-electrode resistance to charge transfer to implement a 3-element equivalent circuit of converters (not used in these studies). In the course of these studies, the characteristics of suppression of the influence of in-phase changes in electrical conductivity in sensors of a differential pair in a new device and in devices of previous

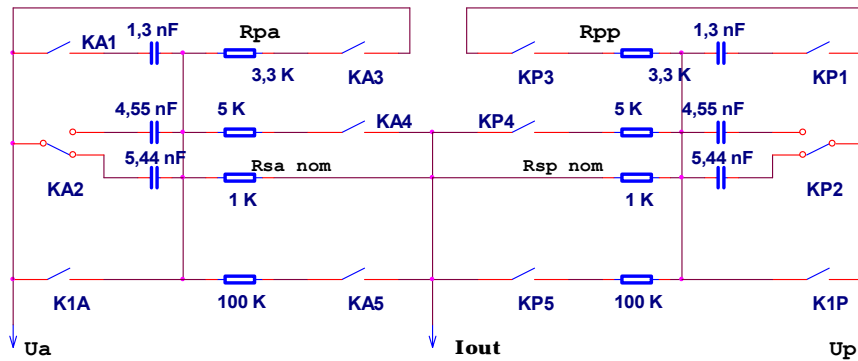


Fig. 3

developments described in [10, 12, 13] were compared.

Table 2 shows the values of the obtained responses of the measuring channels of previously developed devices (in conventional units, 100 c.u.  $\approx$  10  $\mu$ S) while simulating informative and non-informative effects on the equivalents of active and passive transducers. The KA5 key simulates the informative effect, and the non-informative effect of a change in the background electrical conductivity is simulated by closing the keys KA5 and KP5 simultaneously. The ratio of the response to simultaneous non-informative influences ( $G_a$  and  $G_p$ ) to the informative influence  $G_a$  is the additive error  $\delta_{add}$ . The data were obtained using a bridge circuit that is fully balanced on the quadrature and in-phase components of the output signal to the bridge supply voltage [10, 12], and under using a bridge circuit that is partially balanced only on the quadrature component of this signal [13]. In the second device, the voltages on the active resistances of the sensors are equal even if when they are not identical. The results of diagnostic measurements of the ratio of equivalent values of the active resistances of the transducers  $R_p/R_a$ , the difference between the tangents  $\text{tg}(\varphi_p - \varphi_a)$  and  $\text{tg}\varphi$  of the active transducer are also presented. The measurements were made with the equality of the RC-parameters of the impedances of the converters ( $Z_a = Z_p$ ) and with changes in these parameters in the reference converter by about 20%. The response values given in the line  $G_a = +1\%$ ,  $\Delta G_p = +1\%$  are the percentage value of the additive error ( $\delta_{add}$ ) from the unsuppressed part of the common mode interference when it is equal to the useful signal.

Table 2

Measurement results	At full balance of the bridge circuit at a frequency of 68 kHz				When balancing the bridge circuit on the voltages on the capacitors at a frequency of 66 kHz			
	$Z_a = Z_p$	$R_p = R_a$ $C_p = 1,2C_a$	$R_p = R_a$ $C_p = 0,8C_a$	$R_p = 0,8R_a$ $C_p = C_a$	$Z_a = Z_p$	$R_p = R_a$ $C_p = 1,2C_a$	$R_p = R_a$ $C_p = 0,8C_a$	$R_p = 0,8R_a$ $C_p = C_a$
$\Delta G_a = +1\%$	104	103	103	104	109	109	109	109
$\Delta G_p = +1\%$	-104	-109	-95	-79	-106	-110	-101	-98
$\Delta G_a = +1\%$ $\Delta G_p = +1\%$	0	-6	8	25	3	-1	8	11
$R_p/R_a$	1.0	0.962	1.044	0.829	0,987	1,059	1,13	0.837
$\text{tg}\varphi_a$	0,46	0,46	0,47	0,46	0,5	0,5	0,5	0,5
$\text{tg}(\varphi_p - \varphi_a)$	-0,008	-0,081	0,056	0,046	-0,002	-0,0005	0,0019	-0,0003

Table 3 shows the data of studies using an experimental sample of a new device, which is balancing to the quasi-equilibrium state by the developed method. The response to an informative change in conductivity in the working transducer was measured for  $\Delta G_a = +1\%$ . With an additional simultaneous change of 1% in the active resistances of the equivalents of the working and reference transducers, the relative value of the additive error  $\delta_{add}$  of these measurements was determined. The data of the study of the new method on the physical model of the conductometric channel showed a lower value of suppression of the effect of background electrical conductivity compared to the computer model due to the limited discreteness of the phase adjustment ( $0.7^\circ$ ). That was done to simplify the device. If necessary, the value of

$\delta_{add}$  can be reduced several times more.

**Table 3**

$N_0$ $C_s; R_s$	$R_{SA},$ OM	$R_{SP},$ OM	$R_{SP}/R_{SA}$	$tg\varphi_A$	$tg\varphi_P$	$\Delta G_a = +1\%$ $\Delta G_p = +1\%$	$\Delta G_a = +1\%$	$\delta_{add},$ %
$C_p = 0.8C_a$ $R_p = R_a$	1009	1010	1,001	0,43976	0,52544	18	1530	1,17
$C_p = 1,2C_a$ $R_p = R_a$	1008	1008	1,000	0,44047	0,35149	12	1530	0,78
$R_p = 0.8R_a$ $C_p = C_a$	1008	846	0,8393	0,44042	0,52699	30	1519	1,89
$R_a = 0.8R_p$ $C_p = C_a$	846	1010	1,1939	0,52681	0,44003	25	1680	1,49

### Conclusion.

The use of the differential method for measuring local changes in the electrical conductivity of solutions loses its effectiveness when the impedance parameters differ in the equivalent circuits of a pair of conductometric transducers that make up the differential sensor, especially when both reactive and active components differ. Due to these differences, a significant additive error arises from changes in the background electrical conductivity of the measurement medium. It is shown that it is possible to adjust the bridge circuit of the differential conductometric channel to such a state of quasi-equilibrium in phase and modulus of its output signal, in which the exact balance of the bridge is achieved with respect to in-phase changes in electrical conductivity in the working and reference transducers for any non-identity of their parameters. It can be performed by additional calculated correction of the phase and voltage's modulus on the reference conductometric transducer after the equilibrium state of the bridge is established. An algorithm and mathematical expressions for achieving such a quasi-equilibrium are determined. The use of the developed measurement method makes it possible to significantly improve the accuracy of determining local changes in the electrical conductivity in the working sensor by reducing the influence of changes in the background electrical conductivity of the solution on the measurement result by many times.

### Acknowledgements.

The work was supported by National Academy of Sciences of Ukraine within the framework of the State Budget Program "Support for the Development of Priority Areas of Scientific Research" (Code: 6541030), the target program of scientific research of National Academy of Sciences of Ukraine "Smart" sensor devices of a new generation based on modern materials and technologies".

1. Impedance Spectroscopy Theory, Experiment, and Application. Edited by Evgenij Barsoukov, Ross Macdonald. John Wiley & Sons Inc., Hoboken, New Jersey. 2005.
2. Grossi M., Riccò B. Electrical impedance spectroscopy (EIS) for biological analysis and food characterization: a review. *Journal of Sensors and Sensor Systems*. 2017. No 6. Pp. 303-325. DOI: <https://doi.org/10.5194/jsss-6-303-2017>.
3. Narjes Kolahchi, Mohamed Braiek, Gholamhossein Ebrahimipoura, Seyed Omid Ranaci-Siadatc, Florence Lagarde Nicole Jaffrezic-Renaultb. Direct detection of phenol using a new bacterial strain-based conductometric biosensor. *Journal of Environmental Chemical Engineering*. 2018. Vol. 6. Issue 1. Pp. 478-484.
4. Lee R., Kester W. Fully Automatic Self-Calibrated Conductivity Measurement System. *Analog Devices: Analog Dialogue 50-11*. 2016.
5. Jaffrezic-Renault N., Dzyadevych S.V. Conductometric microbiosensors for environmental monitoring. *Sensors (Basel)*. 2008. Vol. 8. Issue 4. Pp. 2569-2588. DOI: <https://doi.org/10.3390/s8042569>
6. Dzyadevich S.V., Soldatkin O.P. Scientific and technological principles of creating miniature electrochemical biosensors. Kyiv: Naukova dumka, 2006. 256 p.
7. Dzyadevych S.V. Conductometric enzyme biosensors: theory, technology, application. *Analytica Chimica Acta*. 2001. Vol. 445. Pp. 47-55.
8. Grinevich F.B., Surdu M.N. High-precision variation measuring systems of alternating current. Kyiv: Naukova Dumka, 1989. 192 p. (Rus)
9. Surdu M.M., Monastirsky Z.Ya. Variations of methods for improving the accuracy of vimiruvachiv imitation. Kyiv, Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2015. 385 p. (Ukr)
10. Melnyk V.G., Rubanchuk M.P., Mikhal A.A. Measuring circuits for conductometric transducers with differential two-electrode sensors. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2008. No 2. Pp. 119-124. (Rus)
11. Melnyk V.G., Dzyadevych S.V., Ivashchuk A.V., Ulyanova V.A., Lepikh Ya.I., Romanov V.O. The experimental

studies of microelectronic transducers for conductometric biosensor systems. *Sensorna elektronika ta mikrosystemni tekhnologii*. 2011. Vol. 8. Issue 3. Pp. 81–90. DOI: <https://doi.org/10.18524/1815-7459.2011.3.118131> (Rus)

12. Melnyk V.G., Vasylenko A.D., Semenycheva L.N., Slitskiy O.V., Saiapina O.Y., Dzyadevych S.V. Solutions for enhancement of sensitivity and metrological reliability of conductometric biosensor systems. *Engineering Research Express*. 2021. Vol. 3. No 4. DOI: <https://doi.org/10.1088/2631-8695/ac2a0d>

13. Melnik V.G., Vasilenko A.D., Dudchenko A.E., Pogrebnyak V.D. Studies of common-mode interference suppression in a biosensor conductometric system with differential sensors. *Sensorna elektronika ta mikrosystemni tekhnologii*. 2014. Vol. 11. No 3. Pp. 49-61. URL: <http://semst.onu.edu.ua/article/view/108258> (accessed at 12.03.2022). (Rus)

14. Dudchenko O.E., Matsyshyn M.Y., Peshkova V.M., Soldatkin O.O., Soldatkin O.P., Dzyadevich S.V. Methods of testing conductometric transducers for further biosensor use. *Sensorna elektronika ta mikrosystemni tekhnologii*. 2013 Vol. 10. No 4. Pp. 97-109. (Ukr)

15. Melnyk V.G., Onyshchenko I.V., Rubanchuk M.P., Slitsky A.V. Improving common mode interference suppression in a differential conductometric biosensor system. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2015. No 2. Pp. 73-82. (Rus)

16. Melnyk V.G., Borshchov P.I., Dzyadevych S.V., Saiapina O.Y., Vasylenko O.D. Increasing the sensitivity and metrological reliability of a differential conductometric biosensor system. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 6. Pp. 68-78. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.06.068>.

УДК 621.317

### ОПТИМІЗАЦІЯ БАЛАНСУВАННЯ МОСТОВОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО КОЛА З ДИФЕРЕНЦІЙНИМ КОНДУКТОМЕТРИЧНИМ СЕНСОРОМ

**В.Г. Мельник**, докт. техн. наук, **П.І. Борщов**, канд. техн. наук, **О.Д. Василенко**, канд. техн. наук,  
**І.О. Брагинець**, канд. техн. наук

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

**E-mail:** [melnik@ied.org.ua](mailto:melnik@ied.org.ua)

*Статтю присвячено зниженню впливу джерел адитивної похибки визначення локальних змін електропровідності розчинів електролітів в умовах зміни фонові електропровідності середовища вимірювань, що часто має місце в біосенсорних та інших системах з диференціальною парою кондуктометричних перетворювачів через неідентичність їхніх електричних параметрів. Метою є забезпечення глибокого придушення впливу фонових змін за значних відмінностей як реактивних, так і активних опорів у парі перетворювачів сенсора. Коротко розглянуто суть питання, причини та механізм виникнення цього виду похибки, а також методи та засоби її зменшення, розроблені раніше. Наведено схему та опис структури диференціального кондуктометричного каналу біосенсорної системи на основі моста змінного струму, алгоритм операцій його балансування регулюванням модуля та фази тестової напруги, а також векторну діаграму струмів та напруг у ньому при цьому процесі. Аналітично промодельоване балансування моста з приведенням його в стан квазірівноваги, за якого варіації фонові електропровідності не змінюють його вихідний сигнал. Визначено додаткові операції балансування моста, що дає змогу досягти такого стану за значних відмінностей як ємностей, так і активних опорів в імпедансах пари кондуктометричних перетворювачів диференціального сенсора. Наведено результати експериментальних досліджень придушення впливу змін фонові електропровідності розчину у диференціальному кондуктометричному каналі на його комп'ютерній моделі та на експериментальному зразку кондуктометричного приладу з електричним еквівалентом диференціального сенсора. Наведено порівняння отриманих результатів та відповідних даних у разі балансування мостових кіл раніше розробленими методами. Бібл. 16, табл. 3, рис. 3.*

**Ключові слова:** диференціальні кондуктометричні біосенсори, імпеданс, вимірювання, синфазні впливи, еквівалентна електрична модель.

Надійшла 15.04.2022  
Остаточний варіант 13.05.2022