



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

**№ 1
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
Harytonov S.O. Professor, Novosibirsk State Technical University, Russia

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

Адреса редакції:

03057, м. Київ, проспект Перемоги, 56,

Інститут електродинаміки НАН України.

Тел. (044) 366 26 57.

Email: ted@ied.org.ua

<http://www.techned.org.ua>

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

VASETSKY Yu.M. Virial theorem limitations for the toroidal magnetic energy storage caused by the location of support structure elements and their mechanical properties.....	3
ЩЕРБА А.А., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., КУЧЕРЯВА І.М. Зниження рівня магнітного поля підземної кабельної лінії на відповідальних ділянках за допомогою композиційних магнітних екранів кінцевої довжини	17

Електромеханічне перетворення енергії

PERESADA S., NIKONENKO Y., KOVBASA S., RODKIN D., KISELYCHNYK O. Observer-based speed estimation for vector controlled induction motors	25
БОНДАР Р.П. Оптимізаційний підхід до визначення конструктивних параметрів лінійного магнітоелектричного двигуна вібраційної дії.....	33

Електроенергетичні системи та устаткування

ДЕНИСЮК С.П., МАХЛІН П.В., ШРАМ О.А., СЛИНЬКО В.М. Особливості аналізу режимів роботи енергосистеми у районах з альтернативними джерелами електроенергії (вітровими електростанціями)	41
---	----

Електротехнологічні комплекси та системи

МАКАРЧУК О., CALUS D. Research of the performance indicator of an electromagnetic mill	50
ХВОЩАН О.В., СМІРНОВ О.П. Залежність енергетичних процесів високовольтних електророзрядних свердловинних комплексів «СКІФ» від характеристик навантаження.....	58
БЕРЕКА В.О., БОЖКО І.В., КАРЛОВ О.М., КОНДРАТЕНКО І.П. Обробка водного розчину метиленової сині в краплино-плівковому стані імпульсним бар'єрним розрядом	67

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

ORNATSKYI D.P., YEHOROV S.V., DOVHAN V.V. Correction of errors of the measuring channel average active power.....	75
---	----

ВИМОГИ до оформлення статей у журналі «Технічна електродинаміка»	82
--	----

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

- VASETSKY Yu.M. Virial theorem limitations for the toroidal magnetic energy storage caused by the location of support structure elements and their mechanical properties3
- SHCHERBA A.A., PODOLTSEV A.D., KUCHERIAVA I.M. The reduction of magnetic field of underground cable line in essential areas by means of finite-length composite magnetic shields..... 17

Electromechanical energy conversion

- PERESADA S., NIKONENKO Y., KOVBASA S., RODKIN D., KISELYCHNYK O. Observer-based speed estimation for vector controlled induction motors25
- BONDAR R.P. Optimization approach to determination of constructional parameters of a linear permanent magnet vibratory motor33

Electric power systems and installations

- DENYSIUK S.P., MAKHLIN P.V., SHRAM O.A., SLYNKO V.M. Features of operating modes analysis of the power system in areas with alternative electric power sources (wind power plants).....41

Electrotechnological complexes and systems

- MAKARCHUK O., CALUS D. Research of the performance indicator of an electromagnetic mill50
- KHVOSHCHAN O.V., SMIRNOV A.P. Dependence of energy processes of high-voltage electric-discharge borehole complexes "SKIF" on characteristics of loading.....58
- BEREKA V.O., BOZHKO I.V., KARLOV O.N., KONDRATENKO I.P. Treatment of an aqueous solution of methylene blue in the droplet-film state by pulsed barrier discharge 67

Information-measuring systems in power engineering

- ORNATSKYI D.P., YEHOOROV S.V., DOVHAN V.V. Correction of errors of the measuring channel average active power.....75

- GUIDELINES for articles publication82

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

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 1 від 27.01.2022 р. Включено до Переліку наукових фахових видань України 24.05.2018, категорія «А».
Підписано до друку 31.01.2022. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 10,3. Тираж 190 прим.
Зам. 6. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

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

**VIRIAL THEOREM LIMITATIONS FOR THE TOROIDAL MAGNETIC ENERGY STORAGE
CFUSED BY THE LOCATION OF SUPPORT STRUCTURE ELEMENTS AND THEIR
MECHANICAL PROPERTIES****Yu.M. Vasetsky*****Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.****E-mail: yuriy.vasetsky@gmail.com**

Based on the virial theorem, the influence of the following factors to characteristics of mechanical support systems of toroidal magnetic energy storage is considered: the configuration of the coils, the support system elements location under compressive forces, the mechanical properties of the material, the distribution of the cross-sectional areas of the support rings and the corresponding distribution of radial forces. It is established that the volume of structure requirement depends only on the radii from which the coils transmit forces to the support rings. The found general relation, in contrast to the existing ones, establishes a relationship between all the parameters that determine the volume of the support structures. The characteristics of support systems are analyzed both for identical mechanical stresses and for identical mechanical properties of all support elements. The characteristics for specific examples of toroidal systems with circular coils are found. It is shown that systems with support elements in compression located on the side of the vertical axis of the torus have a significantly smaller volume of structure compared to other locations. The influence of the relative radial size of the torus cross-section and the distribution of the cross-sectional areas of the support rings on the structure requirement is analyzed. The relationship between dimensionless characteristics that determine the volume of elements subjected to mechanical stresses of compression and tension is noted. References 37, figures 8, table 1.

Key words: toroidal magnetic energy storage, virial theorem, structure under compression, support structure volume.

Introduction. The success of the use of superconducting magnetic energy storage (SMES) in large-scale fusion installations [1 - 3] leads to interest in their widespread use in various technical fields. The advantage of the SMES compared to many other energy storage devices is related to the response speed to perturbations [4]. However, the high cost of installations limits their widespread use in improving the quality of electricity [5]. Reducing the cost, in particular, of its component associated with the support structures that are affected by electrodynamic forces, is an urgent task.

SMES as a fast-acting means of regulated consumer/source of energy in electric power systems can perform, in particular, the following functions: voltage and frequency stabilization [6 - 8]; increasing the level of static and dynamic stability, as well as the survivability of power systems [9 - 12]; damping of electromechanical oscillations and compensate the random oscillations of generation and power transmission [13 - 15]; in smart grid systems and in systems with renewable energy sources to compensate for power fluctuations [16 - 18]. The variety of tasks that can perform SMES, determines the appropriate choice, or special development of the superconducting storage, which primarily relates to the geometric configuration of its windings.

The value of the magnetic field energy stored in SMES for use in the power industry is in a fairly wide range $W=30\div 10^4$ MJ. The maximum value is about an order of magnitude smaller than the value of the stored energy of the largest to date under construction thermonuclear installation ITER $W\sim 10^5$ MJ. For SMES with a large accumulated magnetic field energy $W>10^3-10^4$ MJ, the mass of the supporting structures makes a significant contribution to the total number of materials of the magnetic system in addition to the superconducting winding [19].

© Vasetsky Yu.M., 2022

*ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-4738-9872>

There are several ways to reduce the total structural mass in toroidal energy storage. Reducing the structural mass due to the redistribution of electrodynamic forces, but with the complication of the geometry of the magnetic system and increasing stray fields [20], is achieved in helical toroidal windings [21 - 23], as well as using toroidal systems with tilted coils of special configuration [24 - 26]. In toroidal systems with flat coils without tilt, it is also possible to reduce the mass of the support system by choosing configurations with constant stresses in the structural elements. These are toroidal systems with D-shaped coils [27 - 29], which were studied primarily in the field of fusion, and devices with structural elements inside the toroidal volume, which can be used for electric power applications [30, 31].

The volume (mass) of structures has limitations that set the lower limit of the required volume (mass). General relations for the total structural masses of magnetic systems are formulated on the basis of the Clausius virtual theorem [32] and written by Levy for electromagnetic systems [33]. According to the theorem, the volume V and, accordingly, the mass $M = \rho V$ with the density ρ of unidirectionally stressed structure satisfy the condition:

$$M = \rho V \geq \frac{\rho W}{\langle \sigma \rangle}, \quad (1)$$

where $\langle \sigma \rangle$ is average stress.

If the part of the structure under tension V_t is balanced by the structure under compression V_c , then

$$V_t - V_c \geq \frac{W}{\langle \sigma \rangle}. \quad (2)$$

Volume V_c can also be zero. An example of magnetic systems for which the compressive forces in the supporting systems may be zero are helical toroidal systems or systems with tilted coils. For this case, the total volume:

$$V = V_t + V_c \geq 2V_c + \frac{W}{\langle \sigma \rangle} \quad (3)$$

is determined by only volume V_t under tension.

In magnetic energy storage, part of the elements is in compression, and the other part is subjected to tensile forces. In [32], for such systems, the corresponding volumes of stressed structures are presented as:

$$V_t = \frac{W}{\langle \sigma_t \rangle} Q_t, \quad V_c = \frac{W}{\langle \sigma_c \rangle} Q_c, \quad (4)$$

where dimensionless characteristics Q_t and Q_c are determined by dimensionless parameters that characterize the configuration of the magnetic system. Here value Q_t for structures under tension is positive and value Q_c is negative in compression one. This definition of the sign of the characteristics corresponds to the positive values of tensile stresses and negative values of compressive stresses.

From the general statement valid for any configuration, current distribution and energy parts of poloidal and toroidal fields,

$$|Q_t| + |Q_c| \geq 1 \quad (5)$$

it follows that the minimum value of the structure requirement is reached when

$$Q_t = -Q_c + 1. \quad (6)$$

For magnetic systems that have been built or designed, the minimum values were not achieved. The values resulting from the virtual theorem and the corresponding values in the designed and implemented magnetic systems can differ significantly [34]. However, the virtual theorem indicates a value that can be approached and indicates the lower limit of the structure requirement, less than which can not be achieved. Currently, based on the virial theorem, the structural limitations are compared both superconducting magnetic energy storage (SMES) and other types of energy storage [35]. These circumstances determine the relevance of research based on the general conditions of the theorem.

Expressions for the characteristics Q_t and Q_c found in [32] under certain assumptions and are valid in some cases of the support system. They not taking into account the location of the support elements and the mechanical properties of the structures material. Since the volumes of structures under compression and

tension are directly related by relation (6), consideration of only one component gives an answer to the value of total structure requirement. So, the purpose of this work is to find for toroidal magnetic storage, based on the general statements, the characteristics of support systems which are subject to compression forces, and to study the influence of geometric configuration of toroidal magnetic field coils, the location of elements of support structure, mechanical material properties.

1. Mathematic model. Basic relation for the support system.

We assume that the winding consists of a large number of coils. In this case, the winding can be represented as a current surface of an infinite number of current filaments (Fig. 1). The toroidal configuration is characterized by a large radius of the torus, which is defined as average value between the smallest ρ_1 and the largest ρ_2 radii of the toroidal surface $R=(\rho_2 + \rho_1)/2$. The geometry of the torus cross-section will be

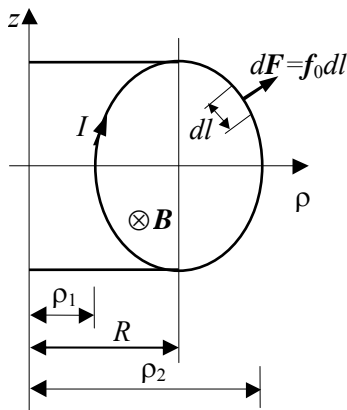


Fig. 1

each coil is

characterized by dimensionless parameters $\varepsilon_1, \varepsilon_2$, where the first parameter determines the relative radial size of the cross-section torus $\varepsilon_1 = \varepsilon = r/R = (\rho_2 - \rho_1)/2R$, and other dimensionless parameters determine the shape of the torus cross-section and do not depend on the large radius $\varepsilon_i = r_i/r$.

The magnetic field \mathbf{B} created by the current $I = I_0 N$ of all coils N is concentrated only inside the torus and is directed in the azimuthal direction along a single vector \mathbf{e}_φ :

$$\mathbf{B} = \frac{\mu_0 I_0 N}{2\pi\rho} \mathbf{e}_\varphi. \quad (7)$$

The linear density of electrodynamic forces acting to the current of

$$\mathbf{f}_0 = \frac{1}{2} I_0 \mathbf{B} \mathbf{n} = \frac{\mu_0 I_0^2 N}{4\pi\rho} \mathbf{n}. \quad (6)$$

Since the density of electrodynamic forces along the perimeter of each coil increases as it approaches to the vertical axis of the torus, the forces are unbalanced and the resultant force $\mathbf{F}_{0R} = \int \mathbf{f}_0 dl = F_{0R} \mathbf{e}_\rho$ is directed in the radial direction to the vertical axis.

Radial directed forces act to the elements of the support structure, which in this case can be represented as a dense system of a large number of rings located on the generatrix torus (Fig. 2, a). In this case, all characteristics (ring thickness $h(l)$, Young's modulus of the ring material $E(l)$, stresses $\sigma(l)$) will be represented as continuous functions of length along the perimeter of torus cross-section calculated from the starting point.

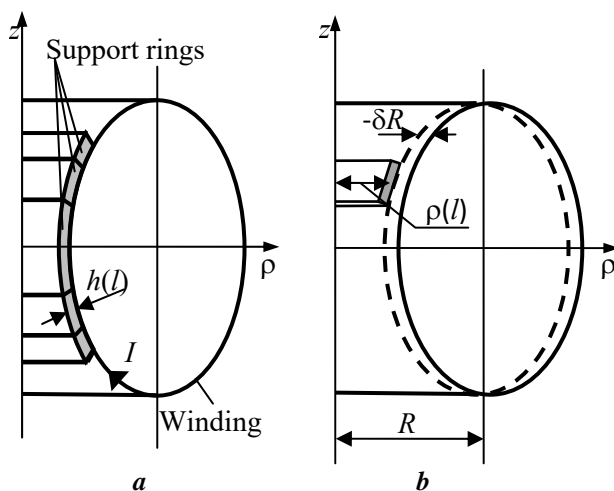


Fig. 2

To determine the required volume of the supporting structure, we will use the model of virtual work δA of forces with a virtual change of the generalized coordinate, in this case the large radius of the torus R , and the associated virtual change of magnetic field energy δW . All other generalized coordinates that characterize the state of the system are considered constant, i.e. the geometry of the coils (cross-section of the torus) does not change. The projection of radial forces on the radial direction is negative and it leads to compression of the supporting structures. For this reason, in Fig. 2, b the virtual change $-\delta R$ are shown as negative value.

Since the current at elementary movement δR remains unchanged, the corresponding relation between the virtual work δA of the generalized force and the change in energy δW of the system will be

following [36]:

$$\delta A = \delta W, \text{ where } \delta W = \frac{\partial W}{\partial R} \delta R = F_R \delta R. \quad (9)$$

Here the generalized force is the sum of the radial forces of all coils $F_R = F_{0R} N$.

We present the energy of the field distributed in the volume of the torus in the form of the product of dimensional quantities and dimensionless characteristic $k_W(\varepsilon_1, \varepsilon_i)$:

$$W = \int_V \frac{B^2}{2\mu_0} dV = \frac{\mu_0 I^2 R}{4} k_W(\varepsilon_1, \varepsilon_i). \quad (10)$$

The energy of the field (10) depends on both the large radius R of the torus and the dimensionless parameters $\varepsilon_1, \varepsilon_i$, where only the first parameter ε_1 (the relative radial size of the cross-section of the torus) is also determined by the value of R . Hence the generalized radial force can be found as

$$F_R = \frac{\partial W}{\partial R} = \frac{\mu_0 I^2}{4} k_W \left(1 - \frac{\varepsilon}{k_W} \frac{\partial k_W}{\partial \varepsilon} \right). \quad (11)$$

The radial force F_R is distributed between the rings with some linear density $f_R(l)$, for which $F_R = \int_L f_R(l) dl$, where L is the length of the generatrix torus with support rings.

Let's obtain one feature, which is that the support requirement does not depend on the radius of the individual rings.

We will assume that each elementary radial force from each coil $f_R dl/N$ (Fig. 3, a) is transmitted by a connecting element with a cross section dS_s (Fig. 3, b) to an elementary support ring of radius R_k with a cross-section dS_k . Each connecting element is under compressive force and there are compressive stresses σ_s . The elementary support ring is also subjected to compressive forces and the stresses σ_k take place in it. The volumes of structural material of all connecting elements dV_s and elementary support ring dV_k are

$$\begin{aligned} dV_s &= N dS_s [\rho(l) - \rho_k] = \frac{f_R(l) dl}{\sigma_s} [\rho(l) - \rho_k], \\ dV_k &= 2\pi \rho_k dS_k = \frac{f_R(l) dl}{\sigma_k} \rho_k. \end{aligned} \quad (12)$$

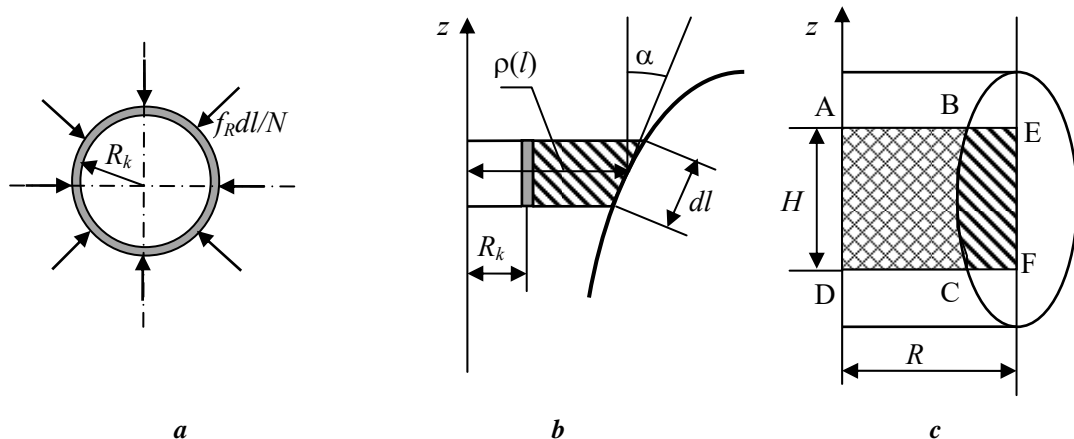


Fig. 3

On condition the same compression stresses $\sigma_s = \sigma_k = \sigma_c$, the total volume of the connecting elements and the elementary support ring are the following:

$$dV_s + dV_k = \frac{f_R(l)dl}{\sigma_k} \rho(l) = dV_c. \quad (13)$$

Thus, on condition $\sigma_s = \sigma_k = \sigma_c$ the required volume of support structure does not depend on the radii of the support rings. It depends only on the radii from which the coils transmit forces to the support rings. For this reason, we will consider the support system when the support rings are located directly on the toroidal surface.

When under the action of radial force the large radius of the torus is changed by the length δR , each elementary ring is changed by $2\pi\delta R$ and in the ring there is a compressive force $dT_c(l)$. The ring is in compression stress $\sigma_c(l)$ and the compressive force appears $dT_c(l) = \sigma_c(l)dS(l)$, where the cross-section area of the elementary ring is $dS(l) = h(l)dl$. The work of compressive forces of all rings will be the following

$$\delta A = \int_L dT_c(l) 2\pi\delta R = 2\pi\delta R \int_L \sigma_c(l)h(l)dl = F_R \delta R, \quad (14)$$

or

$$F_R = 2\pi \int_L \sigma_c(l)h(l)dl. \quad (15)$$

On the other hand, according to Hooke's law, the stresses in the rings are proportional to their relative deformation (the sign "-" corresponds to the compression stress). Using this law, from (15) we obtain the relation between the generalized force F_R and the virtual change of the large radius of the torus δR as follows:

$$\delta R = - \frac{F_R}{2\pi \int_L E(l)h(l)/\rho(l)dl}. \quad (16)$$

Taking into account (16), as well as (10) and (11) we obtain the basic general relation between stress $\sigma_c(l)$, Young's modulus $E(l)$ and geometric size (radius of the elementary ring) $\rho(l)$:

$$\frac{\sigma(l)\rho(l)}{E(l)} = \frac{F_R}{2\pi \int_L E(l)h(l)/\rho(l)dl} = \frac{W}{2\pi R} \left(1 - \frac{\varepsilon}{k_w} \frac{\partial k_w}{\partial \varepsilon} \right) \left[\int_L \frac{E(l)h(l)}{\rho(l)} dl \right]^{-1}. \quad (17)$$

As can be seen from (17), for chosen support system, the local value $\sigma(l)\rho(l)/E(l)$ does not depend on the coordinate l , i.e. each of the parameters is not independent.

Another characteristic is important for the analysis of support systems. It concerns the distribution of radial forces along the generatrix torus $f_R(l)$. This distribution is easy to determine if we take into account that the radial force of the elementary ring cross-section is related with the compression force $dT_c(l)$:

$$f_R(l)dl = 2\pi dT_c(l) = 2\pi\sigma_c(l)h(l)dl = 2\pi\delta R \frac{E(l)h(l)}{\rho(l)} dl. \quad (18)$$

Taking into account (16) the distribution of radial forces $f_R(l)$ will be

$$f_R(l) = \frac{E(l)h(l)}{\rho(l)} F_R \left[\int_L \frac{E(l)h(l)}{\rho(l)} dl \right]^{-1}. \quad (19)$$

The found equations (17) and (19) are the main ones that allow to determine the support structure requirement.

2. Support structure requirement for average stress

Let us first consider the volume of support structure based on the average value of the compressive stresses $\langle \sigma_c \rangle$ used in the virial theorem.

By definition, the average value of compression stresses $\langle \sigma_c \rangle$ in the volume V_c of support rings is

$$\langle \sigma_c \rangle = \frac{\int_{V_c} \sigma_c dV}{V_c} = \frac{\int_L \sigma_c(l) 2\pi\rho(l)h(l)dl}{V_c}. \quad (20)$$

From (20) taking into account (17) the volume of the support system will be

$$V_c = \frac{\int_L \sigma_c(l) 2\pi\rho(l)h(l)dl}{\langle \sigma_c \rangle} = \frac{F_R}{\langle \sigma_c \rangle} \frac{\int_L E(l)h(l)dl}{\int_L E(l)h(l)/\rho(l)dl}. \quad (21)$$

Instead of the force F_R taking into account (10) and (11) we write the expression containing the energy of the field W as the main characteristic of the energy storage

$$V_c = \frac{W}{\langle \sigma_c \rangle} Q_c = \frac{W}{\langle \sigma_c \rangle} \left(1 - \frac{\varepsilon}{k_W} \frac{\partial k_W}{\partial \varepsilon} \right) \psi, \quad (22)$$

where the expression for the parameter ψ is written as

$$\psi = \frac{\int_L E(l)h(l)dl}{\left[R \int_L E(l)h(l)/\rho(l)dl \right]}. \quad (23)$$

As follows from (22) and (23), the first factor in the dimensionless characteristic Q_c is determined by the geometry of the torus cross-section of the torus and the relative radial size ε . The second factor ψ depends on the mechanical properties of the material of the support rings, their thickness and location along the generatrix of the torus. It should be noted that in [32], in which the approaches of the virial theorem are applied to magnetic energy storage systems, the value is equal to one. This is a special case, in contrast to (23), when the support system, in particular, has a constant radius equal to the large radius of the torus.

Two typical cases of the support elements location.

The cases under consideration are typical because they provide a clear explanation of the influence of the support system location to the value of the parameter in expression (23).

The first system contains only those support rings that are located at the points of the perimeter of

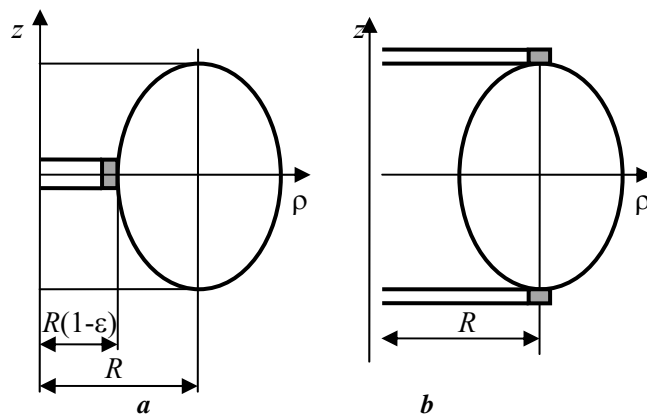


Fig. 4

the cross-section of the torus, which are closest to the vertical axis (the radius of support ring has minimum value). As an extreme case of support with small height, it is possible to consider a support system in the form of single ring of the smallest radius (Fig. 4, a).

In this case, the thickness of the ring can be formally represented in the form $h(l) = h(0)\delta(l)$, where $\delta(l)$ is the δ -Dirac function, and the coordinate l is calculated from the location of the ring. Substituting this value in (23), we obtain the minimum value of the parameter ψ and, accordingly, the minimum value of the modulus of the function Q_c , and therefore the minimum value

of the support structure for any selected shape of the torus cross-section:

$$\psi = \frac{\rho(0)}{R} = 1 - \varepsilon, \quad Q_c = \left(1 - \frac{\varepsilon}{k_W} \frac{\partial k_W}{\partial \varepsilon}\right) (1 - \varepsilon). \quad (24)$$

If coils (the shape of the torus cross-section) of a circular shape are selected, then taking into account the expression for the parameter $k_W(\varepsilon) = 2(1 - \sqrt{1 - \varepsilon^2})$ [27] the dimensionless characteristic Q_c takes the value:

$$Q_c = \left(1 - \frac{\varepsilon}{k_W} \frac{\partial k_W}{\partial \varepsilon}\right) (1 - \varepsilon) = -\left(\frac{1}{\sqrt{1 - \varepsilon^2}}\right) (1 - \varepsilon) = -\sqrt{\frac{1 - \varepsilon}{1 + \varepsilon}}. \quad (25)$$

Another example of the closest to the vertical axis location of the support system is a toroidal system with D-shaped coils (Fig. 5, a) [27, 29]. In this case, also $\psi = 1 - \varepsilon$. For this system, the forces on the curved section of the coils are balanced, and the forces on the vertical section are uniformly distributed along the height of the support. Therefore, the support system can be performed not in the form of individual rings, but as a solid support cylinder.

At a given value of the current of the D-shaped torus in [29] was found the energy of the magnetic field, whence the expression for the dimensionless characteristic k_W can be written as following:

$$k_W = 2k^2 \sqrt{1 - \varepsilon^2} \left[I_0(k) + \frac{k-1}{k} I_1(k) \right], \quad (26)$$

where $I_0(k)$ and $I_1(k)$ are modified Bessel functions of the first kind of zero and first order, respectively; $k = \frac{1}{2} \ln\left(\frac{1 + \varepsilon}{1 - \varepsilon}\right)$. Taking into account (26) from expression (24) we find the expression of the characteristic Q_c

$$Q_c = \left[k - 1 + k \frac{I_0(k)}{I_1(k)} \right]^{-1}. \quad (27)$$

The same result is found in the direct calculation of the support system, based on the value of the magnetic field pressure on the surface of the cylinder of known height.

In the second extreme case (Fig. 4, b), the two support rings are located at the points of the torus surface for which $\rho(l_0) = R$. Therefore, the corresponding characteristics, as follows from (23), will have the values obtained in [32]:

$$\psi = \frac{\rho(0)}{R} = 1, \quad Q_c = \left(1 - \frac{\varepsilon}{k_W} \frac{\partial k_W}{\partial \varepsilon}\right). \quad (28)$$

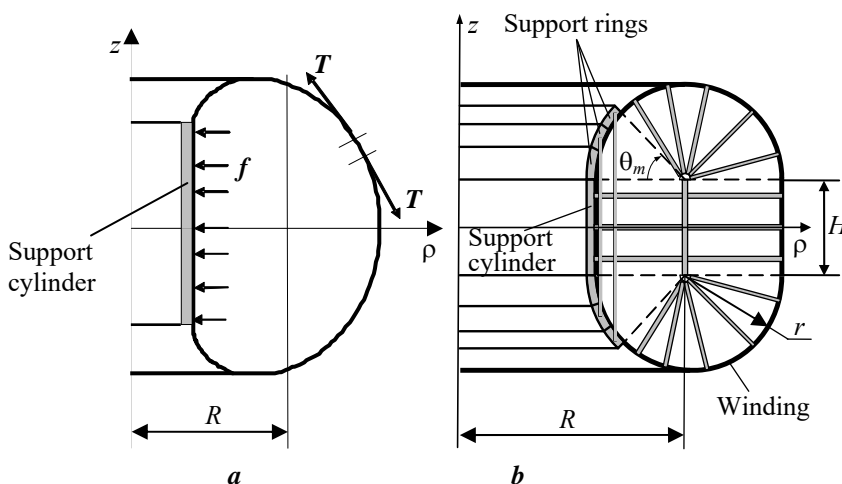


Fig. 5.

At any value of the relative radial size of the torus cross-section ε , the value $|Q_c|$ in (28) is always larger than in (24). In addition, the dependence on the parameter ε can differ significantly. For example, for torus with circular cross-section equation (25) shows a decrease in magnitude $|Q_c|$ with increase ε . At the same time, at $\psi = 1$ from (28) it follows that the value $|Q_c|$ increases with increase ε .

Let us analyze the value of the parameter ψ for different cases of the support rings location, for the distribution values of the Young's modulus of the rings, and for different distribution of the compressive stresses.

Uniform compressive stress throughout the support system $\sigma_c(l) = \sigma_c = \text{const}$ ($\langle \sigma_c \rangle = \sigma_c$).

In this case, as it follows from the general relation (17) the Young's modulus $E(l)$ must be chosen different for the individual elements of the support system namely in proportion to the radius of the support rings $\rho(l)$:

$$E(l) = 2\pi\rho(l) \frac{1}{F_R L} \int E(l)h(l)/\rho(l)dl. \quad (29)$$

The equation (19) gives the following distribution of radial forces along the perimeter of the torus cross-section within the length L :

$$f_R(l) = F_R h(l) / \int_L h(l)dl. \quad (30)$$

The multiplier $\psi = \psi_\sigma$ in this case of uniform compressive stresses takes on the value:

$$\psi_\sigma = \int_L h(l)\rho(l)dl / \left[R \int_L h(l)dl \right]. \quad (31)$$

As can be seen from (31), the parameter ψ_σ does not depend on the specific thickness of the rings $h(l)$, it depends only on the distribution of the relative value of the thickness (for example, normalized to the maximum value). Note also that if the support rings are located on the side of the vertical axis of the torus, then $\rho(l)/R < 1$ and consequently $\psi_\sigma < 1$. If the rings are located on the opposite side, where $\rho(l) > R$, then $\psi_\sigma > 1$. Obviously, the arrangement of the rings on both sides of the cross-section of the torus can give the value of the parameter $\psi_\sigma = 1$.

A special case is the uniform distribution of radial forces along the vertical axis z , which is realized if the thickness of the rings is distributed according to the law $h(l) \sim \cos\alpha$, where α is the angle between the vertical axis and tangent to the generatrix torus (Fig. 3, b). In this case, as it follows from (30), $f_R = F_R/H$, where $H = \int_L \cos\alpha dl = \int_z dz$ is the vertical size of the support system. This distribution is important because in the design of the support system, the coils often have a support in the form of a straight cylinder, in which there are no bending mechanical moments and there are only compressive stresses. The value of the factor ψ_σ at $\sigma_c(l) = \text{const}$ and $h(l) \sim \cos\alpha$ has a simple geometric interpretation. This factor is equal to the ratio of the planes, as shown in Fig. 3, c, $\psi_\sigma = S_{ABCD}/S_{AEFD}$.

An example of the support structure under condition $\sigma_c = \text{const}$, $h(l) \sim \cos\alpha$ is toroidal magnets with racetrack shaped coils (Fig. 5, b). Determination of the characteristics of such system, in particular, the structure requirement, was performed in [37] using direct calculation of electrodynamic forces. The feature of this toroidal storage design is that the elements of the support system under tensile forces are inside the toroidal volume. To implement this configuration, the curved sections outside the section with the support rings are balanced by choice of angle θ_m . As a result, the support elements meet action only forces from the sections of the winding that support on the rings. The expression obtained in [37] for the characteristic Q_c is

$$Q_c = \frac{2\varepsilon^2(\lambda - 1) + \varepsilon(1 + \varepsilon)\sin\theta_m}{(1 + \varepsilon)\left(\pi(1 - \sqrt{1 - \varepsilon^2}) + \varepsilon(\lambda - 1)\ln\frac{1 + \varepsilon}{1 - \varepsilon}\right)}, \quad (32)$$

where $\lambda = H/2r = (H_c + 2r)/2r$. Expression (32) is also in accordance with the results derived from the presented theoretical positions. It should be taken into account that for a balanced section the angle θ_m depending on ε is determined by the solution of the nonlinear algebraic equation:

$$\pi - \theta_m - \frac{2}{\sqrt{1-\varepsilon^2}} \operatorname{arctg} \left(\sqrt{\frac{1-\varepsilon}{1+\varepsilon}} \operatorname{ctg} \frac{\theta_m}{2} \right) = 0. \quad (33)$$

We give more the results for a special case of system with circular coils of radius r (Fig. 6) and support system symmetrical about the horizontal plane at arbitrary value of the angle θ_m .

In this case, the general expression for the multiplier ψ_σ looks like this:

$$\psi_\sigma = \int_0^{\theta_m} h(\theta)(1-\varepsilon \cos \theta) d\theta / \int_0^{\theta_m} h(\theta) d\theta. \quad (34)$$

The value ψ_σ for the two characteristic distributions of the support rings thickness $h(\theta)$ will be as follows:

1) $h(\theta) = \text{const}$ – uniform thickness of the rings along the perimeter of the torus cross-section

$$\psi_\sigma = 1 - \varepsilon \frac{\sin \theta_m}{\theta_m}; \quad (35)$$

2) $h(\theta) \sim \cos \theta$ – uniform distribution of electrodynamic forces along the axis z

$$\psi_\sigma = 1 - \frac{\varepsilon}{\sin \theta_m} \left(\frac{\theta_m}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\theta_m \right). \quad (36)$$

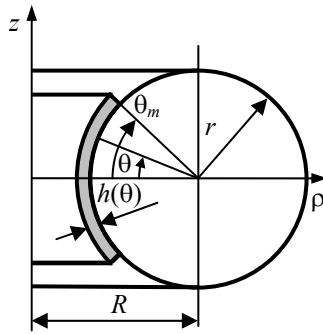


Fig. 6.

Support structure with the same value of the Young's modulus $E(l) = \text{const}$ for all rings

In the case $E(l) = \text{const}$ from the general relation (17) it follows that the stresses are non-uniformly distributed along the generatrix of torus and they has the maximum value $\sigma_c(l)$ for the rings of the smallest radius $\rho(l)$:

$$\sigma_c(l) = \frac{F_R}{2\pi\rho(l) \int_L h(l)/\rho(l) dl}. \quad (37)$$

The distribution of the radial forces along coordinate l , as it follows from (19), is

$$f_R(l) = F_R \frac{h(l)}{\rho(l)} \left[\int_L h(l)/\rho(l) dl \right]^{-1}. \quad (38)$$

From (23) we receive the value of the parameter $\psi = \psi_E$ that is valid for the average value of compressive stresses and for $E(l) = \text{const}$:

$$\psi_E = \int_L h(l) dl / \left[R \int_L h(l)/\rho(l) dl \right]. \quad (39)$$

As before, we present the results for a torus with circular cross-section. The multiplier ψ_E , which depends on the thickness of the rings $h(\theta)$, for a support system symmetrical with respect to the horizontal plane, will be:

$$\psi_E = \int_0^{\theta_m} h(\theta) d\theta / \int_0^{\theta_m} h(\theta)/(1-\varepsilon \cos \theta) d\theta. \quad (40)$$

The values ψ_E for the two typical thickness distribution $h(\theta)$ will be as follows:

$$1) h(\theta) = \text{const} : \quad \psi_E = \theta_m \sqrt{1-\varepsilon^2} \left[2 \arctg \left(\sqrt{\frac{1+\varepsilon}{1-\varepsilon}} \operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2} \right) \right]^{-1}; \quad (41)$$

$$2) h(\theta) \sim \cos\theta : \quad \psi_E = \varepsilon \sin\theta_m \left[-\theta_m + \frac{2}{\sqrt{1-\varepsilon^2}} \arctg \left(\sqrt{\frac{1+\varepsilon}{1-\varepsilon}} \operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2} \right) \right]^{-1}. \quad (42)$$

The presented examples differ in the distribution of the compressive stresses, mechanical properties of the structural material, as well as specific distributions of the support rings thickness. It is advisable to compare them in terms of the structure requirement at given storage energy, comparing the dimensionless characteristics Q_c . For circular coils the corresponding dependences of the characteristics Q_c on the angle θ_m that determines the size of the areas where the support rings are located are shown in Fig. 7, *a* and *b* for two values of the relative radial size of the torus: (*a*) – $\varepsilon = 0,3$ and (*b*) – $\varepsilon = 0,6$. Solid curves refer to the case $E(l) = \text{const}$, dashed lines correspond $\sigma_c = \text{const}$.

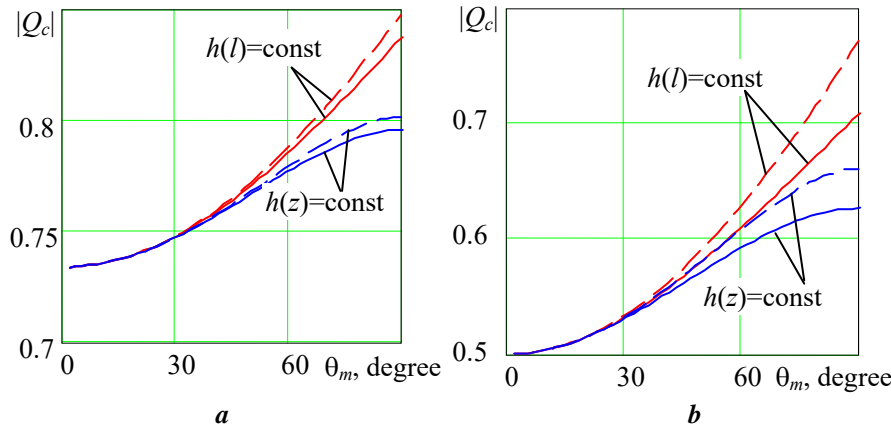


Fig. 7

As can be seen from Fig. 7, for tori with a larger relative radial cross-sectional size the structure volume is smaller. The distribution of the rings thickness under the condition $h(l) \sim \cos\theta$ i.e. $h(z) = \text{const}$ leads to smaller structure volume compared to the uniform thickness of the support rings.

A smaller amount of material will be in the case of choosing the same material properties for all rings

$E(l) = \text{const}$, and it would seem that such choice is more appropriate. Note, however, that the conclusion relates to the values found for the average stresses $\langle \sigma_c \rangle$, and not taking into account the choice of material for the most mechanically stressed element of the support structure.

3. Support structure requirement by the condition of maximum stresses

In the case of $E(l) = \text{const}$ the greatest stress $\sigma_{c \max}$ will be in the ring of the smallest radius ρ_{\min} . That is, the stress in this ring determines the choice of mechanical property of the support structure. We find the expressions for the characteristics of the support system in this case and analyze them.

The problem is to determine the volume of the support structure $V_{c \max} = \int_L 2\pi h(l) \rho(l) dl$, taking into account the expression $\sigma_c(l) \rho(l) = \sigma_{c \max} \rho_{\min} = \text{const}$ that follows from the general equation (17) at $E(l) = \text{const}$. To do this, in the integrand for the volume $V_{c \max}$, we perform the substitution $2\pi h(l) = f_R(l) / \sigma_c(l)$ that follows from (18):

$$V_{c \max} = \int_L \frac{f_R(l) \rho^2(l)}{\sigma_c(l) \rho(l)} dl = \frac{1}{\sigma_{c \max} \rho_{\min}} \int_L f_R(l) \rho^2(l) dl. \quad (43)$$

Taking into account (19) and (21) from (43) we obtain:

$$V_{c \max} = \frac{F_R}{\sigma_{c \max} \rho_{\min}} \int_L h(l) \rho(l) dl / \int_L h(l) / \rho(l) dl = \frac{W}{\sigma_{c \max}} Q_{c \max}, \quad (44)$$

where

$$Q_{c \max} = \left(1 - \frac{\varepsilon}{k_W} \frac{\partial k_W}{\partial \varepsilon}\right) \Psi_{E \max}, \quad \Psi_{E \max} = \int_L h(l) \rho(l) dl \left/ \left[R \rho_{\min} \int_L h(l) / \rho(l) dl \right] \right. . \quad (45)$$

The results are illustrated by an example of the circular cross-section torus (Fig. 6), for which the parameter $\Psi_{E \max}$ takes the form:

$$\Psi_{E \max} = \int_0^{\theta_m} (1 - \varepsilon \cos \theta) h(\theta) d\theta \left/ \left[(\rho_{\min} / R) \int_0^{\theta_m} h(\theta) / (1 - \varepsilon \cos \theta) d\theta \right] \right. . \quad (46)$$

Again, consider the following two cases:

$$1) h(\theta) = \text{const} : \quad \Psi_{E \max} = (\theta_m - \varepsilon \sin \theta_m) \left[2 \sqrt{\frac{1-\varepsilon}{1+\varepsilon}} \arctg \left(\sqrt{\frac{1+\varepsilon}{1-\varepsilon}} \operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2} \right) \right]^{-1} ; \quad (47)$$

$$2) h(\theta) \sim \cos \theta : \quad \Psi_{E \max} = \varepsilon \left[\sin \theta_m - \varepsilon \left(\frac{\theta_m}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\theta_m \right) \right] \left[- (1 - \varepsilon) \theta_m + 2 \sqrt{\frac{1-\varepsilon}{1+\varepsilon}} \arctg \left(\sqrt{\frac{1+\varepsilon}{1-\varepsilon}} \operatorname{tg} \frac{\theta_m}{2} \right) \right]^{-1} . \quad (48)$$

We will compare the dimensionless characteristics Q_c , when choosing $\sigma_c = \text{const}$, $E(l) = \text{var}$ and $\sigma_c = \sigma_{c \max}$, $E(l) = \text{const}$ (Fig. 8). As before, the results are given for two values of the relative radial size of the torus: (a) – $\varepsilon = 0.3$ and (b) – $\varepsilon = 0.6$. Solid curves refer to the case $\sigma_c = \sigma_{c \max}$, $E(l) = \text{const}$, dashed lines correspond $\sigma_c = \text{const}$, $E(l) = \text{var}$.

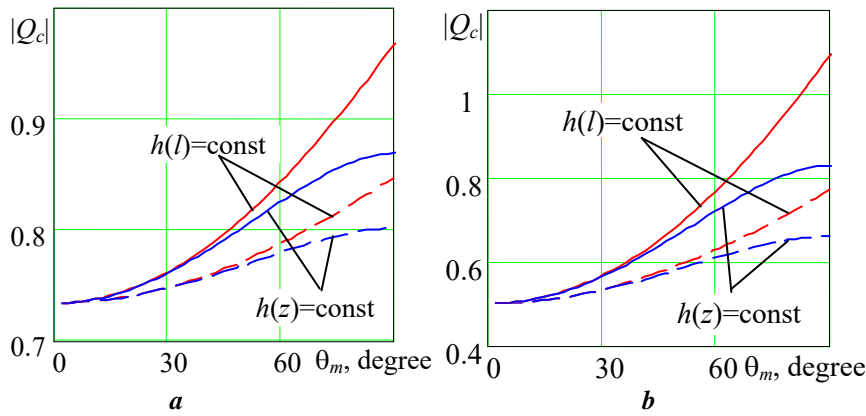


Fig. 8

of fulfilling the conditions $\sigma_c = \text{const}$ in practice, it is still more likely to choose the material by condition $\sigma_{c \max}$. As follows from the presented results, it is more appropriate to distribute the cross-section of the support rings, when uniform distribution of compressive forces along the vertical axis occurs, i.e. $h(z) = \text{const} \rightarrow h(\theta) \sim \cos \theta$.

4. The total structure requirement of toroidal energy storage

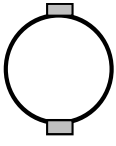
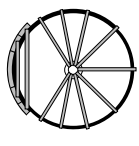
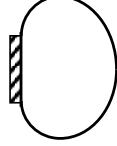
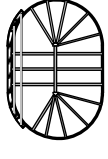
The total structural volume is the sum of the two main components. One of them is the volume of the support structure that receives electrodynamic compressive radial directed forces of the torus. Another component is structures that are subjected to tensile stresses (belt around the coils or spokes inside the toroidal volume). A direct calculation of this component for a number of toroidal systems shows that relation (6) $Q_t = -Q_c + 1$ is valid for it. This relation is performed for tori with non-circular D-shaped coils and for tori with racetrack shaped coils (including circular coils) with spokes [37]. In both cases there is a distribution of the thickness of the support rings (cylinder) by condition $\sigma_c = \text{const}$, $h(z) = \text{const}$. That is,

The main difference between the dependencies in Fig. 8 from similar dependencies in Fig. 7 is that the characteristics $|Q_c|$ associated with the choice of material for the maximum value of compressive stresses $\sigma_{c \max}$ are significantly larger. In this case, a smaller volume of the support structure is achieved when $\sigma_c = \text{const}$. However, due to the difficulty

relation (6) occurs not only in the special case of the support structure location, when $\psi = 1$. It is valid for support structure when $\psi \neq 1$.

It should be noted that for structures with belts around the coils, the condition of constant tensile stresses is fulfilled not only for the system with D-shaped coils, which are characterized by constant tension along the perimeter of torus cross-section. For other configurations with variable tension, the belts can be made of variable cross-section, for which $\sigma_t = \text{const}$ and accordingly the volume of the belts material will also be minimal. Otherwise, the volume increases and inequality $Q_t \geq |Q_c| + 1$ occurs.

We perform a comparison of different support structures on the basis of the general characteristic $Q = |Q_t| + |Q_c|$ for which condition (6) is valid. The Table shows the results of the calculation of the characteristic Q for a number of systems on condition $\sigma_c = \text{const}$, $\sigma_t = \text{const}$ for different values of the relative radial size of the torus cross-section ε .

ε	Circular coils with belts	Circular coils with spokes	D-shape coils with belts	Racetrack shaped with spokes
				
0.2	3.041	2.638	2.649	2.641
0.4	3.182	2.338	2.362	2.344
0.6	3.5	2.079	2.104	2.081
0.8	4.333	1.836	1.838	1.821

As can be seen from the presented data, the distribution method of the support system location has the greatest influence on the total structural volumes. Structure with support elements on side of vertical axis require significantly less volume of support structure. The values for such support systems differ little. Moreover, the influence is appeared in a significantly different dependence of the value Q on the relative radial size of the torus cross-section ε . For structure with support elements on side of the vertical axis of the torus with increasing ε the value Q decreases, in contrast to the

case where the support elements has the size of large radius of the torus.

Conclusion. The generalization performed on the basis of the virial theorem with respect to any structure in compression for toroidal magnetic energy storage allows us to find specific expressions that, in contrast to existing one, take into account not only the configuration of windings but also the feature of support structure, the distribution of the cross-section areas of the support rings and the corresponding distribution of radial electrodynamic forces, and mechanical properties support elements too.

The expression for the dimensionless characteristics of the components in compression and in tension included in the expressions of the virtual theorem for toroidal magnetic energy storage is valid not only in the case of equality of the radius of the support structure and the large radius of the torus, but in the more general case of arbitrary distribution of the radial forces along the perimeter of torus cross-section.

On condition of identical compressive stresses in the support ring and in the connecting element the required volume of support structure does not depend on the radii of the support rings, it depends only on the radii from which the coils transmit forces to the support rings. Structures with support elements on side of vertical axis of torus require significantly smaller structural volume compare to the case where the support elements has the size of large radius of the torus. The uniform height distribution of radial forces leads to smaller support structure volume compared to the uniform thickness of the support rings.

Further theoretical studies for a wider range of support structure with elements in tension stress will be able to answer the validity of the relation of the virtual theorem for dimensionless characteristics of toroidal magnetic systems. This will make it possible to reasonably indicate the minimum structure requirement, which can be approached in the development of toroidal magnetic energy storage.

Роботу виконано за бюджетною темою «Розробити засоби підвищення ефективності систем електромеханічного перетворення енергії традиційними та відновлюваними джерелами» («Агрегат-2»), КПКВК 6541030.

1. ITER Physics Basis. *Nuclear Fusion*. 1999. Vol. 39. No 12.
2. Duchateau J.L., Journeaux J.Y., Gravil B. Tore Supra Superconducting Toroidal Magnetic Field System. *Fusion Science and Technology*. 2009. Vol. 56. No 3. Pp. 1092-1123. DOI: <https://doi.org/10.13182/FST09-A9170>
3. Menard J.E., Bromberg L., Brown T. et al. Prospects for pilot plants based on the tokamak, spherical tokamak and stellarator. *Nuclear Fusion*, Vol. 51. No 10. 103014. DOI: <https://doi.org/10.1088/0029-5515/51/10/103014>
4. Ribeiro P.F.; Johnson B.K.; Crow M.L.; Arsoy A.; Liu Y. Energy storage systems for advanced power applications. *Proceeding IEEE*. 2001. Vol. 89. Pp. 1744–1756. DOI: <https://doi.org/10.1109/5.975900>.
5. Mohamad F., Teh J., Lai C-M., Chen L-R. Development of Energy Storage Systems for Power Network Reliability: A Review. *Energies*. 2018. Vol. 11. 2278. DOI: <https://doi.org/10.3390/en11092278>.
6. Devotta J.B.X., Rabbani M.G. Application of superconducting magnetic energy storage unit in multi-machine power systems. *Energy Conversion & Management*. 2000. Vol. 41. Pp. 493-504. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0196-8904\(99\)00100-4](https://doi.org/10.1016/S0196-8904(99)00100-4).
7. Said S.M., Aly M., Abdel-Akher M. Application of Superconducting Magnetic Energy Storage (SMES) for Voltage Sag/Swell Suppression in Distribution System with Wind Power Penetration. IEEE 16th International Conference on *Harmonics and Quality of Power* (ICHQP). Bucharest, Romania, May 25-28, 2014. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICHQP.2014.6842877>
8. Borgard L. Voltage stabilization in network used energy storage. *Transm.&Distr.World*. 1999. No 9. Pp. 203-208.
9. Duangkamol K., Mitani Y., Ise T. Tsuji K. Experimental study on power system stabilizing control scheme for the SMES with solid-state phase shifter (Super SMES), *IEEE Trans. an Applied Superconductivity*. 1999. Vol. 9. No 2. Pp. 326-329. DOI: <https://doi.org/10.1109/77.783301>
10. Zhou X., Chen X.Y., Jin J.X. Development of SMES Technology and Its Applications in Power Grid. IEEE International Conference on *Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices*. Sydney, Australia, December 14-16, 2011. Pp. 260-269. DOI: <https://doi.org/10.1109/ASEMD.2011.6145115>
11. Avramenko V.M., Aristov Yu.V., Vasetsky Yu.M., Mazurenko I.L., Cherenenko P.O. Some areas of efficient use of superconducting magnetic energy storage (SMES) in the power systems of Ukraine. *Tekhnichna elektrodynamika*. Special issue. Problems of present-day elektrotechnics. Part. 3. 2008. Pp. 43-48. (Ukr)
12. Yakimets I.V., Dmitrieva G.A. Directional regulation of the active power of a superconducting magnetic energy storage. *Elektrichestvo*. 2001. No 8. Pp. 1-9. (Rus)
13. Boeing H.J., Hauer J.F. Commissioning tests of the Bonneville power administration 30 MJ Superconducting magnetic energy storage unit. *IEEE Trans. Power Apparatus Systems*. 1985. Vol. 104. Issue 2. Pp. 302-312. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPAS.1985.319044>
14. Ali M. H., Wu B., Dougal R. A. An Overview of SMES Applications in Power and Energy Systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*. 2010. Vol. 1. No 1. Pp. 38-47. DOI: <https://doi.org/10.1109/TSST.2010.2044901>
15. Vasetsky Yu.M., Mazurenko I. L, Pavlyuk A. V. Compensation of nonregular oscillations of the active power overflows through the transmission line with the help of superconducting magnetic energy storage. *Elektrichestvo*. 2014. No 2. Pp. 10-17. eLIBRARY ID: 21094673. (Rus).
16. Nomura S., Shintomi T., Akita Fellow S., Tanzo Nitta T., Shimada R., Meguro S. Technical and Cost Evaluation on SMES for Electric Power Compensation. *IEEE Trans. Applied Superconductivity*. 2010. No 20. Pp. 1373-1378. DOI: <https://doi.org/10.1109/TASC.2009.2039745>
17. Hamajima T., Tsuda M., Miyagi D. et al. Advanced superconducting power conditioning system with SMES for effective use of renewable energy. *Physics Procedia*. 2012. Vol. 27. Pp. 396 – 399. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.phpro.2012.03.494>
18. Jin J.X, Chen X.Y. Study on the SMES Application Solutions for Smart Grid. *Physics Procedia*. 2012. Vol. 36. Pp. 902 – 907. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.phpro.2012.06.227>
19. Brechna H. Superconducting magnet systems. Berlin, New York: Springer, 1973. 590 p.
20. Vasetsky Yu. Asymptotic methods for solving electrodynamics problems in systems with bulky curvilinear conductors. Kyiv: Naukova dumka, 2010. 271 p. (Rus)
21. Volkov E.D., Suprunenko V.A., Shishkin A.A. Stellarator. Kiev: Naukova dumka, 1983. 312 p. (Rus)
22. Matsukawa T., Nakamura H., Nomura S., Sato Y., Tsuji-Iio S., Shimada R.. Conceptual Design of SMES System Equipped for IPP Plant. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2000. Vol. 10. No 1. Pp. 788-791. DOI: <https://doi.org/10.1109/77.828349>
23. Nomura S., Chikaraichi H., Tsutsui H., Shimada R. Feasibility Study on Large Scale SMES for Daily Load Leveling Using Force-Balanced Helical Coils. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2013. Vol. 23. Issue 3. 5700904. DOI: <https://doi.org/10.1109/TASC.2012.2237494>
24. Fabbri M., Ajiki D., Negrini F., Shimada R., Tsutsui H., Venturi F. Tilted toroidal coils for superconducting magnetic energy storage systems. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2003. Vol. 39. Issue 6. Pp. 3546 – 3550. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2003.819483>

25. Vasetsky Yu., Georgiyevskiy A., Ostrow S., Rotachov Yu. Toroidal magnetic systems with tilted coils for superconducting magnetic energy storage (SMES). *Tekhnichna elektrodynamika*. Special issue. *Problems of present-day elektrotechnics*. Part. 2. 2004. Pp. 3-6. (Ukr).
26. Vasetsky Yu., Mazurenko I., Aristov Yu. Thin Toroidal Superconducting Magnetic Energy Storage (SMES) with Tilted Coils: Dimension and Mass Parameters, Stray Magnetic Fields. *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*. 2009. No 4. Pp. 95-97. URL: <http://pe.org.pl/issue.php?lang=1&num=04/2009>
27. Thome R.J., Tarrh J.M. MHD and Fusion Magnets. Field and Force Design Concepts. New York: A Wiley-Interscience Publication, 1982. 316 p.
28. Leytes L.V. Coreless toroidal reactor for power systems. *Elektrichestvo*. 1960. No 11. Pp. 76-81. (Rus)
29. Larionov B.A., Spevakova F.M., Stolov A.M., Azizov E.A. Problems of accumulation and conversion of electromagnetic energy in pulse power systems with magnetic energy storage. *Physics and technique of powerful impulse systems*. Moskva: Energoatomizdat, 1987. Pp. 66-104. (Rus)
30. Georgiyevskiy A. Ostrow S., Vasetsky Y. Superconducting Magnetic Energy Storage (SMES) Systems with Spoke Support Structure Placed Inside a Torus. Proceedings of the VII Intern. Workshop: *Computation Problems of Electrical Engineering*. Jazleevets, 2003. Pp. 24-27.
31. Mazurenko I., Pavlyuk A., Vasetsky Y. Parameters of superconducting magnets with racetrack-shaped coils and support structure placed inside torus. *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*. 2012. Vol. 88. No 3a. Pp. 67-69. URL: <http://pe.org.pl/articles/2012/3a/23.pdf>
32. Eyssa Y., Boom R. Considerations of a large force balanced magnetic energy storage system. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1981. Vol. 17. Issue 1. Pp. 460-462. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.1981.1061108>
33. Levy R.H. Author's Reply to Willinski's Comment on Radiation Shielding of Space Vehicles by Means of Superconducting Coils. *AVCO Research Laboratory Journal*. June, 1962.
34. Moon F.C. The virial theorem and scaling laws for superconducting magnet systems. *Journal of Applied Physics*. 1982. Vol. 53. Issue 12. Pp. 9112-9121. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.330423>
35. Nomura S., Tsutsui H. Structural Limitations of Energy Storage Systems Based on the Virial Theorem. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2017. Vol. 27. Issue 4. 5700106. DOI: <https://doi.org/10.1109/TASC.2017.2652858>.
36. Polivanov K.M. Theoretical bases of electrical engineers. Vol. 3. Theory of Electromagnetic Field. Moskva-Leningrad: Energiia, 1965. 352 p. (Rus)
37. Vasetsky Y.M. Mazurenko I.L., Pavlyuk A.V. Comparison of superconducting magnets with mechanical support elements placed inside torus. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2013. No 4. Pp. 13-21.

ОБМЕЖЕННЯ ТЕОРЕМИ ВІРІАЛУ ДЛЯ ТОРОЇДАЛЬНОГО ІНДУКТИВНОГО НАКОПИЧУВАЧА, ЩО ОБУМОВЛЕНІ РОЗТАШУВАННЯМ ЕЛЕМЕНТІВ ОПОРНОЇ КОНСТРУКЦІЇ ТА ЇХНІМИ МЕХАНІЧНИМИ ВЛАСТИВОСТЯМИ

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

На основі теореми віріала розглядається вплив на характеристики механічних опорних систем тороїдальних індуктивних накопичувачів енергії наступних факторів: конфігурації котушок тороїдального магнітного поля, розташування елементів опорної системи, що сприймають зусилля стиску, механічних властивостей конструкційного матеріалу, розподілу площ перерізу опорних кілець і відповідний розподіл радіальних електродинамічних сил. Встановлено, що об'єм конструкційного матеріалу залежить тільки від тих радіусів, з яких котушки передають зусилля на опорні кільця. Знайдено загальне співвідношення, яке, на відміну від існуючих, встановлює зв'язок між всіма параметрами, що впливають на об'єм матеріалу опорних конструкцій. Проаналізовано характеристики опорних систем для випадків однакових механічних напруг та однакових механічних властивостей матеріалу конструкцій. Знайдено характеристики для конкретних прикладів тороїдальних систем з круглими котушками. Показано, що системи з опорними елементами, розташованими на тороїдальній поверхні зі сторони вертикальної осі тора, мають значно менший об'єм конструкційного матеріалу порівняно з іншим розташуванням. Досліджено вплив на об'єм матеріалу відносного радіального розміру перетину тору та розподілу площ перетину опорних кілець вздовж периметру котушок. Відзначено зв'язок між безрозмірними характеристиками, що визначають кількість матеріалу елементів, що зазнають механічні напруги стиску і розтягнення. Бібл. 37, рис. 8, табл. 1.

Key words: тороїдальні індуктивні накопичувачі енергії, теорема віріала, стискання опорних елементів, об'єм опорних конструкцій.

Надійшла 09.12.2021

ЗНИЖЕННЯ РІВНЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ПІДЗЕМНОЇ КАБЕЛЬНОЇ ЛІНІЇ НА ВІДПОВІДАЛЬНИХ ДІЛЯНКАХ ЗА ДОПОМОГОЮ КОМПОЗИЦІЙНИХ МАГНІТНИХ ЕКРАНІВ КІНЦЕВОЇ ДОВЖИНИ

А.А. Щерба*, чл. кор НАН України, О.Д. Подольцев**, докт. техн. наук,
І.М. Кучерява, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: podol@ied.org.ua

У роботі виконано чисельний розрахунок та аналіз тривимірного магнітного поля підземної кабельної лінії з магнітними екранами кінцевої довжини, які використовуються для зменшення рівня поля на поверхні землі. Як екрани пропонується використовувати насипний та засипний ґрунт, що містить магнітні частки і внаслідок цього має ефективні магнітні властивості ($\mu_{\text{eff}} = 1 \div 1000$). Досліджено ефективність використання такого типу екранів для підземної кабельної лінії напругою 330 кВ залежно від їхніх геометричних розмірів та значення ефективної магнітної проникності μ_{eff} . Показано, що застосування засипного ґрунту з магнітними властивостями дає змогу досягти п'ятикратного зниження магнітного поля на поверхні землі, і такий тип екрана є більш ефективним, ніж екран у вигляді насипного ґрунту з магнітними властивостями. Комп'ютерні розрахунки показали немонотонний характер змінення магнітного поля на поверхні землі над крайовими зонами магнітного екрана. Виявлено також, що подовжній розмір крайових зон має порядок глибини, на якій розташовані кабелі. Бібл. 16, рис. 9.

Ключові слова: підземна кабельна лінія, тривимірне магнітне поле, магнітний екран, композиційний матеріал з магнітними властивостями, зниження рівня магнітного поля, скінченно-елементний аналіз.

Вступ. Розвиток електроенергетики безпосередньо пов'язаний з удосконаленням пристроїв передачі електроенергії на великі відстані. До пристроїв транспортування електричної енергії відносяться кабельні лінії та повітряні лінії електропередачі високої напруги. Кабельні мережі на основі кабелів з ізоляцією зі зшитого поліетилену повною мірою відповідають сучасним вимогам щодо надійності [1]. Такі кабелі можуть прокладатися різними способами, в тому числі в землі без траншеї у великих містах і промислових центрах з додатковими засобами зниження створюваного ними магнітного поля для того, щоб забезпечити захист навколишнього середовища та задовольнити сучасним високим вимогам екологічної безпеки.

Як засоби захисту від високого рівня магнітного поля промислової частоти, створюваного кабельними лініями, застосовуються магнітні та електромагнітні екрани [2–4]. У роботі [5] досліджуються випадки використання тонких і об'ємних екранів, виконаних з магнітного композиційного матеріалу.

Основна мета екранування силових кабелів – досягнення безпечного рівня магнітного поля відповідно до діючих санітарних норм і правил електромагнітної безпеки [6, 7]. Екранування кабельних ліній може здійснюватися на певних ділянках їхнього прокладання у зв'язку, наприклад, з перетинанням з комунікаціями або розташуванням поблизу густонаселених пунктів.

Методом дослідження магнітного поля кабельних ліній, що широко використовується, є комп'ютерне моделювання. При цьому в більшості випадків виконується двовимірне чисельне моделювання в припущенні, що лінія і магнітні екрани, які застосовуються задля зниження магнітного поля на поверхні землі, є нескінченно протяжними, а умови їхнього прокладання незмінні за довжиною [3–5, 8, 9].

У роботі вивчаються особливості екранування поля магнітними екранами кінцевої довжини. Виконується чисельний розрахунок тривимірного магнітного поля підземної трифазної кабельної лінії за наявності магнітного екрана з метою виявлення впливу його розмірів на ефективність екранування. Як магнітні екрани розглядаються елементи конструкції кабельної лінії, виконані, на відміну від традиційного виконання, з композиційного матеріалу з магнітними властивостями. Зокрема, досліджується використання засипного ґрунту з магнітними властивостями (ЗМГ), який охоплює кабельну лінію на певній ділянці її довжини і містить магнітні частки, а також насипного ґрунту з магніт-

ними властивостями (НМГ) на певній ділянці, розташованій на заданій висоті над кабелями (проілюстровано далі на рис. 1, а, б).

Метою роботи є кількісне дослідження ефективності зниження магнітного поля кабельної лінії на поверхні землі залежно від магнітних властивостей та геометричних розмірів магнітних екранів кінцевої довжини, які виконано з композиційного матеріалу і є одночасно елементами конструкції такої лінії, а саме, засипним і насипним ґрунтом.

Дослідження в роботі проводиться за допомогою комп'ютерного моделювання на основі математичної моделі відносно скалярного магнітного потенціалу. Аналогічний підхід до моделювання магнітних систем представлено у роботі [10]. Відомі також моделі магнітних пристроїв зі струмом у розрахункових областях, з використанням скалярного потенціалу [11, 12].

Математична модель розрахунку тривимірного магнітного поля. Під час побудови моделі та проведення розрахунків приймалися наступні припущення.

1. Розглядалася надвисоковольтна кабельна лінія напругою 330 кВ, прокладена в землі на глибині 1,5 м паралельно поверхні землі (рис. 1). Три однофазні кабелі в лінії розташовані трикутником. У жилах кабелів протікає трифазна система струмів, рівномірно розподілених в перетині жил.

2. Додатковий ґрунт (ЗМГ або НМГ) у кабельній лінії на певній її ділянці довжиною $2l$ вико-

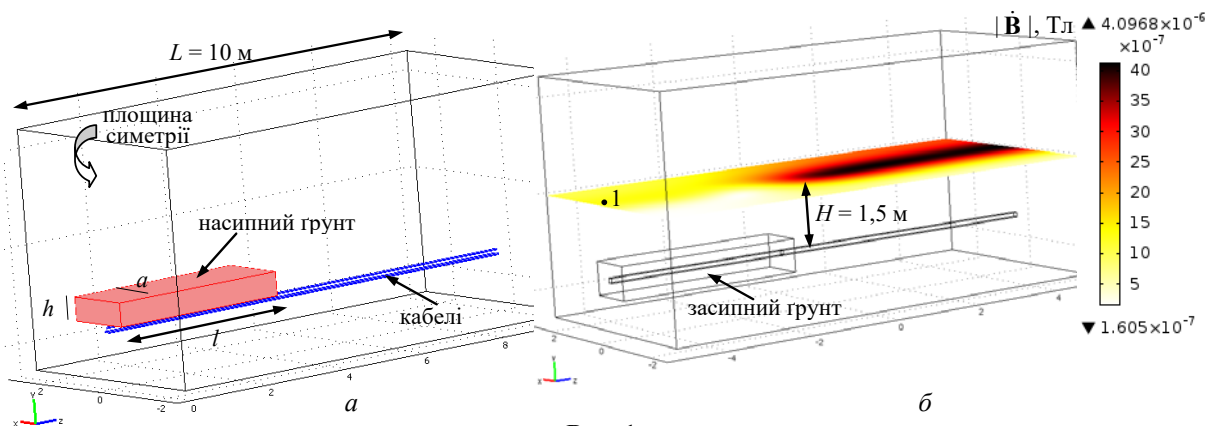


Рис. 1

наний з композиційного матеріалу, що має магнітні властивості і, внаслідок цього, виконує роль магнітного екрана.

3. Обрана модель лінії має симетрію відносно вертикальної поверхні (рис. 1, а), що надає змогу виконувати розрахунок поля лише в половині області, коли довжина ЗМГ / НМГ становить l .

4. Розраховується магнітне поле кабельної лінії безпосередньо на поверхні землі над цією лінією з урахуванням ЗМГ / НМГ.

Польова задача розв'язувалася у тривимірній постановці відносно скалярного магнітного потенціалу V_m як функції трьох просторових координат і часу

$$-\nabla \cdot (\mu_0 \mu_r (\nabla V_m - \mathbf{H}_{ext})) = 0. \quad (1)$$

де μ_0 – магнітна постійна; μ_r – відносна магнітна проникність відповідного середовища; $\mathbf{H}_{ext}(x, y, t)$ – напруженість магнітного поля, створюваного нескінченно протяжною кабельною лінією за відсутності магнітних екранів. Це поле має лише дві складові (лінія нескінченна вздовж координати z), які розраховуються згідно з [13] у такий спосіб

$$H_{ext,x}(x, y, t) = -\frac{I_{max}}{2\pi} \left[\frac{\cos(\omega t)(y - y_1)}{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2} + \frac{\cos(\omega t + 2\pi/3)(y - y_2)}{(x - x_2)^2 + (y - y_2)^2} + \frac{\cos(\omega t + 4\pi/3)(y - y_3)}{(x - x_3)^2 + (y - y_3)^2} \right], \quad (2)$$

$$H_{ext,y}(x, y, t) = \frac{I_{max}}{2\pi} \left[\frac{\cos(\omega t)(x - x_1)}{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2} + \frac{\cos(\omega t + 2\pi/3)(x - x_2)}{(x - x_2)^2 + (y - y_2)^2} + \frac{\cos(\omega t + 4\pi/3)(x - x_3)}{(x - x_3)^2 + (y - y_3)^2} \right], \quad (3)$$

де I_{max} – амплітуда струму в жилах кабелів; $\omega = 314$ рад; x_n, y_n – координати жили n -го кабелю.

Зазначимо, що під час отримання рівняння (1) використовувалося представлення в усій розрахунковій області напруженості магнітного поля у вигляді суми двох складових: $\mathbf{H} = -\nabla V_m + \mathbf{H}_{ext}$, одна з яких характеризується скалярним магнітним потенціалом V_m і створюється магнітними зарядами в магнітному екрані (композиційному ґрунті). Відповідно до використаної Comsol моделі (Magnetic field, no current) скалярний магнітний потенціал розраховується в усій розрахунковій області. Наявність кабелів та їхнє розташування враховується в рівнянні (1) складової магнітного поля \mathbf{H}_{ext} за виразами (2), (3). Більш детально модель та її особливості представлено у роботі [14].

Комп'ютерні розрахунки виконувалися для визначеності в момент часу $t = 0$. Розрахунковим шляхом було встановлено, що розподіл поля в безпосередній близькості від провідників залежить від моменту часу, однак у роботі досліджується тільки поле вдалині від провідників (на поверхні ґрунту), і його величина практично не залежить від вибору розрахункового часу t . Можливий також альтернативний варіант розрахунку поля для комплексних значень магнітного потенціалу \dot{V}_m і представлення при цьому виразів (2), (3) у комплексному вигляді. Проте для такого розрахунку потрібен комп'ютер з великою оперативною пам'яттю. Ця обставина є особливо важливою під час розрахунку тривимірного поля з дрібною сіткою в області магнітного екрана.

Граничними умовами задачі (1) на всіх зовнішніх границях розрахункової області була умова магнітної ізоляції – $\mathbf{n} \cdot \mathbf{B} = 0$ (\mathbf{n} – вектор зовнішньої нормалі до відповідної граничної поверхні). Вектори напруженості поля \mathbf{H} і магнітної індукції \mathbf{B} зв'язані формулою $\mathbf{B} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H}$ (для немагнітних елементів розрахункової області $\mu_r = 1$).

Розв'язання сформульованої задачі проводилося чисельним методом кінцевих елементів, реалізованим у програмі Comsol [15].

У роботі проведено перевірку вірогідності моделі на основі комп'ютерного моделювання магнітного поля відносно векторного магнітного потенціалу з компонентами $\mathbf{A} = (A_x, A_y, A_z)$. Така верифікація показала ідентичність результатів двох тривимірних моделей – на основі векторного та скалярного потенціалу. Зазначимо, що переваги використання скалярного потенціалу магнітного поля на відміну від векторного потенціалу з трьома складовими виявляються саме для тривимірних магнітних полів з великим обсягом розрахунків.

Описану вище тривимірну модель відносно скалярного магнітного потенціалу використано задля дослідження магнітного поля підземної трифазної кабельної лінії, в якій кабелі розташовані трикутником (послідовність фаз кабелів – ABC) і прокладені паралельно поверхні землі. Відзначимо також, що додатковий композиційний ґрунт має ефективну магнітну проникність, а його електропровідність не враховується (передбачається рівною нулю).

Результати комп'ютерного моделювання. Характеристики кабелів у розглянутій кабельній лінії на напругу 330 кВ наведено у [16]. Алюмінієві жили кабелів мають перетин 800 мм^2 . Номінальний струм лінії – 630 А.

Далі представлено результати розрахунку магнітного поля на поверхні землі безпосередньо над кабельною лінією для двох варіантів: 1) засипний ґрунт на ділянці довжиною $2l$ (l – половина довжини екрана) має магнітні властивості; 2) насипний ґрунт на такій ділянці має магнітні властивості. В обох випадках магнітні властивості визначаються ефективною магнітною проникністю μ_{eff} .

Під час розрахунку поля варіюються поперечні та поздовжні розміри магнітного середовища, заповненого ґрунтом, а також значення його проникності μ_{eff} . Аналіз розрахункових результатів спрямовано на виявлення впливу розмірів і властивостей такого магнітного екрана на ефективність екранування магнітного поля, обумовлену ступенем зменшення магнітного поля на поверхні землі безпосередньо над кабельною лінією.

1. *Кабельна лінія із засипним ґрунтом, що має магнітні властивості.* Розрахункову модель підземної кабельної лінії із засипним ґрунтом та її основні розміри показано на рис. 1, а. Картина на рис. 1, б відображає в кольорі розподіл магнітної індукції $|\mathbf{B}|$ на поверхні землі безпосередньо над лінією за напівдовжини засипання $l=4$ м, ширини $a=1$ м, висоти $h=0,7$ м і магнітній проникності засипного ґрунту $\mu_{eff}=100$. Показано, що магнітна індукція на поверхні землі над засипкою з магнітними властивостями зменшується в кілька разів. Кількісне змінення цього поля за поздовжньою координа-

тою z для різних значень $\mu_{eff} = 1-1000$ показано на рис. 2, де пряма лінія на рівні 4,3 мкТл відповідає максимальному значенню поля безпосередньо над центром кабелів уздовж осі Oz і рівню магнітного поля на такій центральній лінії без врахування НМГ. Значення 4,3 мкТл не є найбільшим значенням на всій поверхні землі для обраних струмів у кабелях, а максимальне значення 4,8 мкТл реалізується на рівні землі в області, трохи зміщеної від центральної прямої уздовж координати z .

Дані рис. 2 показують наступне: 1) застосування магнітного екрана у вигляді засипного ґрунту дає змогу знизити магнітне поле на поверхні землі до 1,2 мкТл за $\mu_{eff} = 100$; 2) довжина крайової зони, де магнітне поле зростає від мінімального значення до значення поля без екранів, становить приблизно $b = 2$ м (крайова зона показана на рис. 2 затіненням). Довжина цієї зони залежить від глибини розташування кабелів у землі (у розрахунках приймалася фіксована глибина $H = 1,5$ м). Як показують розрахунки, довжина крайової зони $b \cong H$. На рис. 2 також відображено в кількісному відношенні збільшення ефективності екранування із зростанням μ_{eff} ЗМГ.

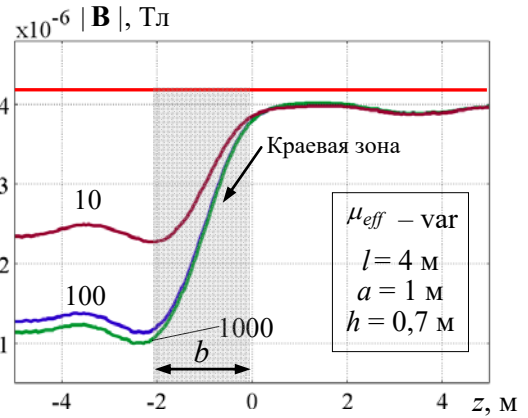


Рис. 2

Вплив довжини зони з магнітним засипним ґрунтом ($l - var$) на ефективність екранування ілюструється на рис. 3. На графіку проведено штрих-пунктирну лінію $\mu_{eff} = 1$, що відповідає магнітному полю в області за відсутності магнітної засипки. Як видно, у зазначеному діапазоні змінення $l = 0-8$ м зі збільшенням довжини засипки рівень поля на поверхні землі над ЗМГ зменшується зі значення 4,8 мкТл до $\sim 1,0$ мкТл.

Як видно з рис. 2 і 3, змінення поля за позовжньою координатою z не досягає значення 4,8 мкТл, що відповідає відсутності магнітного екрана. Особливо це проявляється за довжини ЗМГ від 4 м і трохи вище. Проте для невеликої довжини $l = 0,25-1$ м спостерігається наближення кривих до 4,8 мкТл за межами засипного ґрунту (рис. 3). Це дає змогу стверджувати, що саме обмежений розмір розрахункової області за позовжньою координатою призводить до трохи заниженого значення поля на його границі.

Зазначимо також, що дані рис. 2 та 3 показують зменшення значення поля в зоні перед краєм екрана для деяких випадків – $l = 4-8$ м. Такий ефект відсутній за довжині екрана $l = 0,2-1$ м, коли різко зростає вплив поля струмів на ділянці з обох боків від коротких екранів і у меншому ступені проявляється крайовий ефект.

Характер змінення магнітної індукції в центральній точці l на поверхні землі (див. рис. 1, б) залежно від позовжнього розміру області із засипкою l , відображено на рис. 4. Як видно, ефективне магнітне екранування поля в обраній локальній точці відбувається вже за позовжнього розміру ЗМГ $2l \approx 2$ м. У разі подальшого збільшення розміру $2l$ ефективність екранування поля підвищується незначно, хоча при цьому значно зростають витрати магнітного матеріалу.

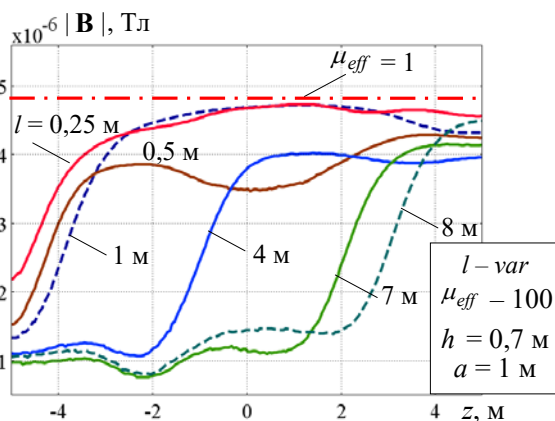


Рис. 3

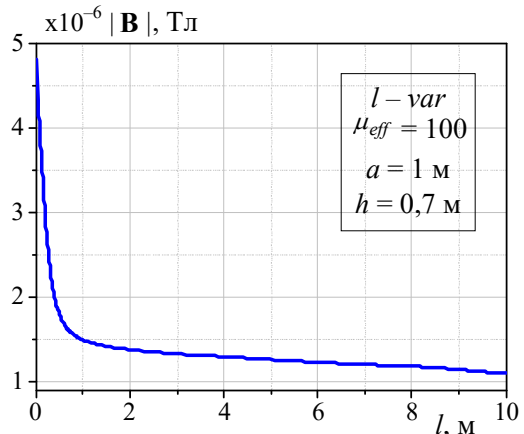


Рис. 4

Цей результат є основою практичної рекомендації – за необхідності зменшення магнітного поля кабельної лінії в деякій локальній області на поверхні землі безпосередньо над кабелями засипний ґрунт повинен мати магнітні властивості на ділянці довжиною приблизно 2 м або довжиною, рівною $\sim H$ – глибині прокладання кабелів.

Вплив поперечних геометричних розмірів h та a ЗМГ на ефективність зниження магнітного поля на поверхні землі показано на рис. 5, a та $б$, відповідно. Наведене сімейство кривих свідчить, що у разі змінення висоти засипного ґрунту в зазначених межах 0,5–1,2 м, поле на поверхні землі змінюється не так значно, як у разі варіювання ширини ЗМГ. В останньому випадку можливе зниження поля над ЗМГ більш ніж у 2 рази за розширення області додаткового засипання від 0,25 до 2 м.

2. *Кабельна лінія з насипним ґрунтом з магнітними властивостями.* У проведених розрахунках передбачалося, що НМГ розташований над кабелями на висоті 10 см. Результати розрахунків магнітного поля для різних розмірів області з НМГ за різних значеннях його магнітної проникності μ_{eff} показано на рис. 6–9.

Змінення магнітного поля $|\mathbf{B}|$ за координатою z на поверхні землі над кабельною лінією з НМГ, що характеризується $\mu_{eff}=10\div 1000$, наведено на рис. 6. З порівняння значень поля на поверхні землі, показаних на рис. 2 та 6, видно, що такий тип магнітного екрана характеризується більше низькою ефективністю, ніж використання ЗМГ. Крім того, у разі використання НМГ має місце крайовий ефект, що проявляється в немонотонному змінненні поля в кінцевій зоні. Ефективність екранування практично однакова за $\mu_{eff}=100$ і 1000, що дає змогу рекомендувати для практичного використання ґрунт з магнітними властивостями в межах $\mu_{eff}=50\text{--}100$.

Характер змінення напруженості магнітного поля $|\mathbf{B}|$ на поверхні землі над кабелями вздовж координати z за різної довжини НМГ $l=2, 4, 8$ м показано на рис. 7. Як видно, поле через прояв крайового ефекту є немонотонним, причому "коливальний" характер змінення магнітного поля особливо

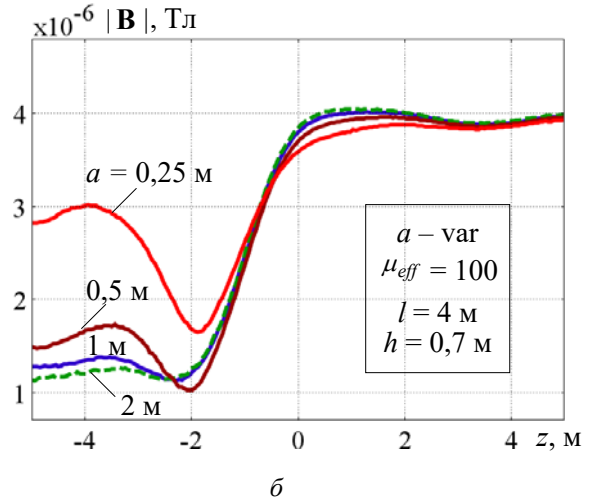
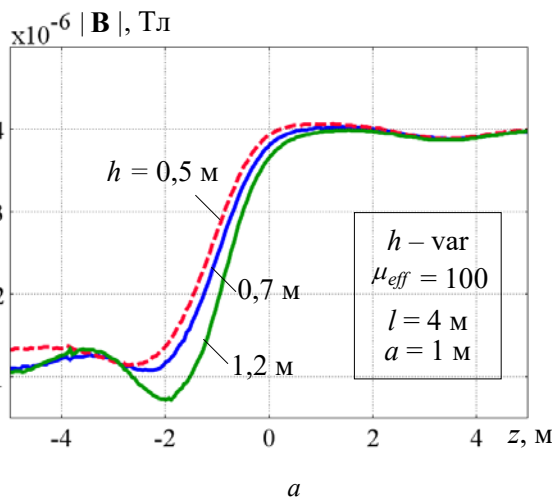


Рис. 5

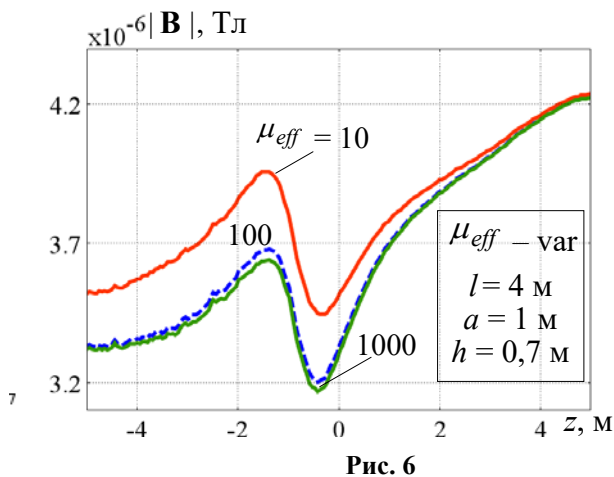


Рис. 6

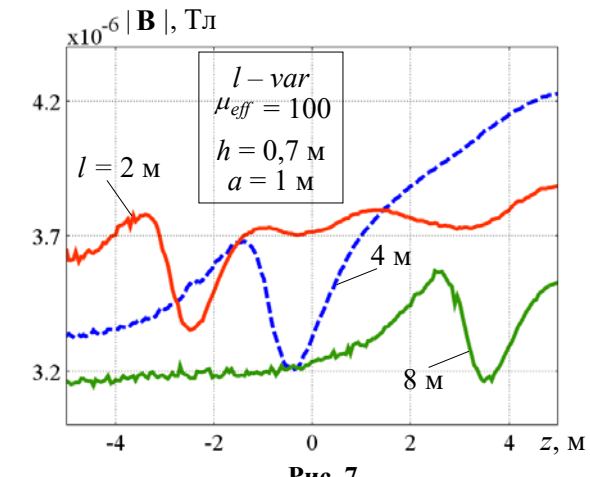


Рис. 7

проявляється у разі невеликої довжині НМГ l .

На рис. 8 показано змінення на поверхні землі над кабельною лінією магнітного поля за напрямком поздовжньої координати z за різних значень висоти шару НМГ h . Дані рис. 8 показують, що у випадку більш тонкого шару НМГ ($h = 0,1$ м) здійснюється більш ефективне екранування, що дає змогу знизити поле над насипкою в $4,8/2,5=1,9$ разів. За великої висоти НМГ $h=1$ м поле в крайових зонах досягає більших значень, що свідчить про неефективність магнітного екрана із зазначеними параметрами. Для пояснення цього відзначимо, що магнітне поле на поверхні землі в області розташування НМГ формується під дією струмів на ділянці лінії, розташованій безпосередньо під екраном (позначимо це поле як $B_1(x, y, z)$), і від струмів на двох прилягаючих ділянках, розташованих з обох сторін від екрана (поле $B_2(x, y, z)$) – прояв тривимірного характеру поля. Наявність екрана призводить до зниження поля $B_1(x, y, z)$ на поверхні землі безпосередньо над екраном поля і до збільшення поля $B_2(x, y, z)$. Саме зі збільшенням поля B_2 пов'язане значне поле за великої висоти магнітного матеріалу h , що наближається до поверхні ґрунту. Детальне пояснення високої ефективності екранування магнітного поля трифазної кабельної лінії за допомогою незначної висоти НМГ представлено у роботі [14].

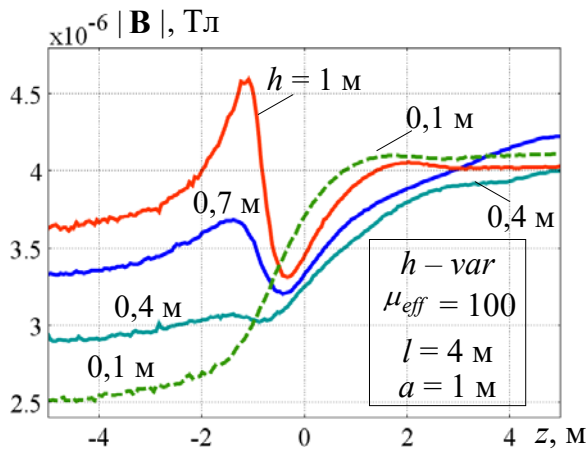


Рис. 8

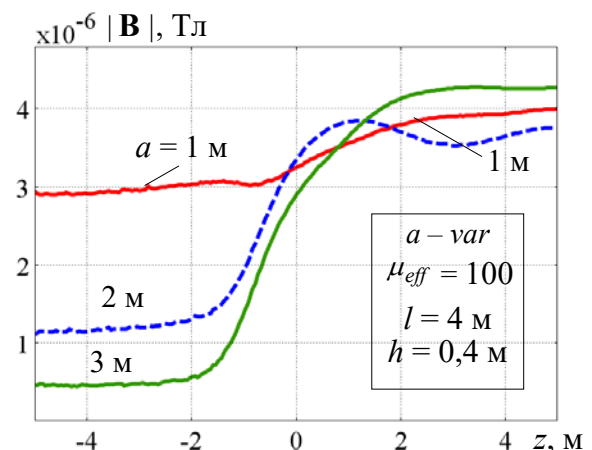


Рис. 9

Рис. 9 ілюструє магнітне поле $|B|$ на поверхні землі над кабельною лінією у разі змінення ширини a НМГ. Видно, що ширина області НМГ істотно впливає на ефективність екранування. Для розглянутого випадку поле зменшується приблизно в 5 разів у разі збільшення a від 1 до 3 м.

Висновки. У роботі виконано чисельний розрахунок тривимірного магнітного поля підземної кабельної лінії з магнітними екранами кінцевої довжини, що використовуються задля зменшення рівня поля на поверхні землі. Екранами є насипний і засипний ґрунт, що містить магнітні частки і внаслідок цього має ефективні магнітні властивості ($\mu_{eff} = 1000$). Досліджено ефективність використання такого типу екранів для кабельної лінії напругою 330 кВ залежно від геометричних розмірів та ефективної магнітної проникності μ_{eff} екранів.

Показано, що застосування засипного ґрунту з магнітними властивостями дає змогу отримати п'ятикратне зниження магнітного поля на поверхні землі. Такий тип екрана є більш ефективним, ніж екран у вигляді насипного ґрунту з магнітними властивостями. Обґрунтовано висновок про те, що для ефективного зниження магнітного поля на поверхні землі в локальній області довжина магнітного екрана повинна становити не менш глибини прокладання кабелів (рис. 4).

Комп'ютерні розрахунки свідчать про немонотонний характер змінення магнітного поля на поверхні землі над крайовими зонами магнітного екрана, що обумовлено струмами, які протікають у віддаленні від екрана, і характерно для тривимірного магнітного поля. Поздовжній розмір крайових зон складає порядку глибини прокладання кабелів.

Роботу виконано частково за держбюджетною темою "Розвинути теорію імпульсних і високочастотних перехідних електромагнітних процесів в енергетичних і технологічних резонансних установках та високовольтних кабельних лініях електропередачі" (Шифр "ЕЛКАБ") та частково за темою "Розроблення засобів створення інтелектуальних екологічно безпечних силових кабелів для традиційної та відновлюваної електроенергетики" Цільової комплексної програми наукових досліджень НАН України "Інтелектуальна екологічно безпечна енергетика з традиційними та відновлюваними джерелами енергії" ("Нова енергетика", 2019–2021 рр), КПКВК 6541030.

1. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией. К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2013. 550 с.
2. Грешняков Г.В., Доронин Н.В., Коровкин Н.В. Комбинированные магнитные экраны для силовых кабельных линий. *Кабели и провода*. 2015. № 5. С. 8–13.
3. Кучерявая И.Н. Экранирование подземной кабельной линии сверхвысокого напряжения с помощью плоского ферромагнитного экрана. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 6. С. 13–17. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.013>
4. Machado V.M. Magnetic field mitigation shielding of underground power cables. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2012. Vol. 48. No 2. Pp. 707–710.
5. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Магнитное поле подземной кабельной линии 330 кВ и способы его уменьшения. *Техн. електродинаміка*. 2019. № 5. С. 3–9. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.003>
6. Шевель Д.М. Электромагнитная безопасность. К.: ВЕК+, К.: НТИ, 2002. 432 с.
7. Правила улаштування електроустановок. Київ: Мінпаливенерго України, 2010. 776 с.
8. D'Amore M., Menghi E., Sarto M.S. Shielding techniques of the low-frequency magnetic field from cable power lines. *IEEE Internat. Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Istanbul, 18–22 Aug., 2003. Vol. 1. Pp. 203–208.
9. De Wulf M., Wouters P., Sergeant P., Dupré L., Hoferlin E., Jacobs S., Harlet P. Electromagnetic shielding of high-voltage cables. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2007. No 316. Pp. 908–911.
10. Zhou P., Fu W.N., Lin D., Stanton S., Cendes Z.J. Numerical modeling of magnetic devices. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2004. Vol. 40. Is. 4. Pp. 1803–1809. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2004.830511>
11. Biro O., Preis K., Vrisk G., Richter K.R., Tigar I. Computation of 3D magnetostatic fields using a reduced scalar potential. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1993. Vol. 29. Is. 2. Pp. 1329–1332. DOI: <https://doi.org/10.1109/20.250643>
12. Петухов И.С., Акинин К.П. Замена обмотки электрической машины намагниченной средой при моделировании магнитного поля в области лобовых частей. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип. 45. С. 108–112.
13. Розов В.Ю., Реуцкий С.Ю., Пелевин Д.Е., Яковенко В.М. Исследование магнитного поля высоковольтных линий электропередачи переменного тока. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 1. С. 3–9.
14. Кучерява І.М. Особливості екранування магнітного поля підземної трифазної кабельної лінії за допомогою насипного композиційного ґрунту з магнітними властивостями. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2021. Вип. 58. С. 14–22. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.014>
15. Comsol Multiphysics. URL: <http://www.comsol.com/> (дата звернення 25.03.2021)
16. Лях В.В., Молчанов В.М., Судакова И.В., Павличенко В.П. Кабельная линия напряжением 330 кВ – новый этап развития электрических сетей Украины. *Електрические сети и системы*. 2009. № 3. С. 16–21.

THE REDUCTION OF MAGNETIC FIELD OF UNDERGROUND CABLE LINE IN ESSENTIAL AREAS BY MEANS OF FINITE-LENGTH COMPOSITE MAGNETIC SHIELDS

A.A. Shcherba, A.D. Podoltsev, I.M. Kucheriava
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.
E-mail: podol@ied.org.ua

In the article, the numerical calculation and analysis of three-dimensional magnetic field of underground power cable line with finite-length magnetic shields used to reduce the level of this field on the ground are carried out. Both fill-up soil and filling soil containing magnetic particles and then having effective magnetic properties ($\mu_{eff} = 1 \div 1000$) are proposed to used as magnetic shields. The shielding efficiency is studied for underground 330 kV cable line depending on the dimensions and effective magnetic permeability (μ_{eff}) of the shields. As shown, the use of filling soil with mag-

netic properties gives a possibility to reduce the field on the ground five times. This type of shielding is more efficient as compared to magnetic fill-up soil. The computed results reveal the non-monotonic variation of magnetic field on the ground above the soil edge zones. The longitudinal size of these zones is in the order of the depth of the cables. References 16, figures 9.

Keywords: underground cable line, three-dimensional magnetic field, magnetic shield, composite material with magnetic properties, magnetic field reduction, finite-element analysis.

1. Shidlovskii A.K., Shcherba A.A., Zolotarev V.M., Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Extra-high voltage cables with polymer insulation. Kyiv: Institute of Electrodynamics, Ukrainian Academy of Sciences. 2013. 550 p. (Rus)
2. Greshniakov G.V., Doronin M.V., Korovkin N.V. Combined magnetic shields for cable power lines. *Kabeli i provoda.* , 2015. No 5. Pp. 8–13. (Rus)
3. Kucheriava I.M. Shielding of underground extra-high voltage cable line by plane ferromagnetic shield. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2019. No 6. Pp. 13–17. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.013>
4. Machado V.M. Magnetic field mitigation shielding of underground power cables. *IEEE Transactions on Magnetics.* 2012. Vol. 48. No 2. Pp. 707–710.
5. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. The magnetic field of underground 330 kV cable line and ways for its reduction. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2019. No 5. Pp. 3–9. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.003>
6. Shevel D.M. Electromagnetic safety. Kyiv: Vek+, Kyiv: NTI, 2002. 432 p. (Rus)
7. Electric installation code. Minpalivo Ukrainy, 2010. 776 p. (Ukr)
8. D’Amore M., Menghi E., Sarto M.S. Shielding techniques of the low-frequency magnetic field from cable power lines. *IEEE Internat. Symposium on Electromagnetic Compatibility.* Istanbul, 18–22 Aug., 2003. Vol. 1. Pp. 203–208.
9. De Wulf M., Wouters P., Sergeant P., Dupré L., Hoferlin E., Jacobs S., Harlet P. Electromagnetic shielding of high-voltage cables. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials.* 2007. No 316. Pp. 908–911.
10. Zhou P., Fu W.N., Lin D., Stanton S., Cendes Z.J. Numerical modeling of magnetic devices. *IEEE Transactions on Magnetics.* July 2004. Vol. 40. Is. 4. Pp. 1803–1809. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2004.830511>
11. Biro O., Preis K., Vrisk G., Richter K.R., Tigar I. Computation of 3D magnetostatic fields using a reduced scalar potential. *IEEE Transactions on Magnetics.* 1993. Vol. 29. Is. 2. Pp. 1329–1332. DOI: <https://doi.org/10.1109/20.250643>
12. Petukhov I.S., Akinin K.P. Replacing of the electrical machine winding with magnetized medium at modeling of magnetic field in overhang parts. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiki NAN Ukrainy.* 2016. Is. 45. Pp. 108–112.
13. Rozov V.Yu., Reutskiy S.Yu., Pelevin D.E., Yakovenko V.N. Investigation of magnetic field of high-voltage AC transmission lines. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2012. No 1. Pp. 3–9. (Rus)
14. Kucheriava I.M. Particularities of magnetic field shielding for underground cable line by composite fill-up soil with magnetic properties. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiki NAN Ukrainy.* 2021. Is. 58. Pp. 14–22. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.014>
15. Comsol multiphysics modeling and simulation software. URL: <https://www.comsol.com/> (accessed at 25.03.2021).
16. Lyach V.V., Molchanov V.M., Sudakov I.V., Pavlichenko V.P. 330 kV cable line is a new step in development of Ukrainian power networks. *Elektricheskie seti i sistemy.* 2009. No 3. Pp. 16–21. (Rus)

Надійшла 29.03.2021
Остаточний варіант 24.05.21

**OBSERVER-BASED SPEED ESTIMATION
FOR VECTOR CONTROLLED INDUCTION MOTORS**S. Peresada^{1*}, Y. Nikonenko^{1**}, S. Kovbasa^{1***}, D. Rodkin^{1****}, O. Kiselychnyk^{2*****}¹National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,
Peremohy av. 37, Kyiv, 03056, Ukraine,e-mail: sergei.peresada@gmail.com²University of Warwick

Coventry, CV4 7AL, United Kingdom

A speed observer for field-oriented controlled induction drives is presented. The proposed solution exploits the concept of the classic full-order flux observer which is adaptive to the rotor resistance variations. Due to the structural similarity of the rotor speed and active rotor resistance in motor model, the speed observer can be designed using similar structure. The observer guarantees local asymptotic estimation of the rotor fluxes, stator currents and rotor speed in all operating conditions, excluding DC stator excitation. The stability properties of the observer are studied using Lyapunov's second method. It is experimentally shown that the observer provides an acceptable dynamics of the speed estimation if speed is slowly varying. The proposed observer is suitable for the applications with medium requirements for speed regulation performance. References 13, figures 5, table 1.

Keywords: induction motor, speed observer, asymptotic stability, estimation error.

Introduction. Vector controlled induction motors (IM) are irreplaceable in industry, transport, urban engineering, et al. Standard field-oriented control-based drives require information about motor parameters, stator currents and rotor angular speed or/and position. Presence of the mechanical coordinates sensors leads to reliability deterioration and increase of the drive cost [1].

Even though presence of speed/position sensor is inevitable for high precision, low speed or position-controlled drives, there are some applications, which do not require operation at extremely low speeds or require operation in hostile environment, where sensorless field-oriented controlled IMs are beneficial [1], [2]. For such medium applications, the sensorless drives are de-facto established the industrial standard.

The basic idea for sensorless control realization is to design a speed observer first, and use the estimated value of speed instead of the real one in standard field-oriented control algorithms. The first solutions were based on Matsuse's speed observer [3], [4]. In [3] the authors design a full-order flux observer adaptive with respect to rotor resistance variations. The similar structure of observer is used for adaptive speed estimation in [4], [5]. A Kalman filter is added in [5] to improve the performance of the speed estimation. However, no rigorous stability proof was given in [3] – [5]. Speed estimation algorithms [4], [5] are based on simplified Lyapunov's analysis and hyper-stability approach. Adaptive with respect to rotor resistance variations observer [6] has similar structure to [3] however the feedback signals has been theoretically justified leading to local asymptotic stability if motor torque or flux vector modulus are non-zero. The similar approach has been used in [7] where the stator resistance estimation law is added. Alternative approach, proposed in [8], is based on the rotor flux derivative estimation and subsequent filtered integration to get the flux information. Special integrator structure has been considered to overcome the well-known drift problem.

The first theoretically proven solution of the speed sensorless control problem of induction motors is given in [9], [10]. Speed sensorless controllers guarantee the local exponential tracking of smooth speed-flux

references and constant load torque rejection together with asymptotic field orientation. High-gain approach is used in [11] to achieve the speed sensorless control objectives.

The intensive overview shows that the majority of technically oriented speed sensorless control algorithms demonstrate the performances suitable for wide spectrum of technological applications even if they do not have a rigorous stability proof. Nevertheless strong stability properties of the speed estimation are required to apply a nonlinear separation principle for design of sensorless speed control systems.

The aim of this work is to design and verify a speed observer for sensorless speed control of induction motors drives that guarantees a local exponential stability and suitable for medium performance drives applications. The proposed solution is based on general structure of the adaptive observer considered in [6].

Model of induction motor and control problem statement. Under the assumptions of linear magnetic circuits and balanced operating conditions the equivalent two-phase model of the symmetrical IM, represented in the fixed stator reference frame (*a-b*) [12], is:

$$\begin{aligned}\dot{\omega} &= \frac{1}{J}(T - T_L), \quad T = \mu_1(\Psi_{1a}i_{1b} - \Psi_{1b}i_{1a}), \\ \dot{i}_{1a} &= -\gamma_1 i_{1a} - \omega i_{1b} + \alpha \sigma^{-1} \Psi_{1a} + \sigma^{-1} \omega \Psi_{1b} + \sigma^{-1} u_{1a}, \\ \dot{i}_{1b} &= -\gamma_1 i_{1b} + \omega i_{1a} + \alpha \sigma^{-1} \Psi_{1b} - \sigma^{-1} \omega \Psi_{1a} + \sigma^{-1} u_{1b}, \\ \dot{\Psi}_{1a} &= -R_1 i_{1a} + u_{1a}, \\ \dot{\Psi}_{1b} &= -R_1 i_{1b} + u_{1b},\end{aligned}\tag{1}$$

where ω is the rotor speed; (i_{1a}, i_{1b}) , (Ψ_{1a}, Ψ_{1b}) denote stator current and stator flux vectors; (u_{1a}, u_{1b}) is the control vector. Subscripts ‘a’ and ‘b’ stand for vector components in the (*a-b*) reference frame; T_L is the load torque. Positive constants related to the IM electrical and mechanical parameters are defined as follows:

$$\alpha = R_2/L_2; \quad \beta = L_m/\sigma L_2; \quad \gamma_1 = R_1 \sigma^{-1} + \alpha(1 + L_m \beta); \quad \sigma = L_1 - L_m^2/L_2; \quad \mu_1 = 3L_m/2L_2,$$

where L_m is the magnetizing inductance; R_1 , L_1 are stator resistance and inductance; R_2 , L_2 are rotor resistance and inductance; J is the total rotor inertia. One pole pair is assumed without loss of generality.

Let us consider the IM model (1) and assume that:

A.1. The stator currents are available from measurements.

A.2. All model parameters are exactly known and constant.

A.3. The speed ω is unknown and constant or slowly changing, i.e. $\dot{\omega} \approx 0$.

Under these assumptions, it is required to design an adaptive asymptotic observer satisfying the following control objectives:

CO.1. Local asymptotic estimation of currents and fluxes, i.e.:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_a, \tilde{i}_b, \tilde{\Psi}_a, \tilde{\Psi}_b) = \mathbf{0},\tag{2}$$

where $\tilde{i}_a = i_{1a} - \hat{i}_{1a}$, $\tilde{i}_b = i_{1b} - \hat{i}_{1b}$, $\tilde{\Psi}_a = \Psi_{1a} - \hat{\Psi}_{1a}$, $\tilde{\Psi}_b = \Psi_{1b} - \hat{\Psi}_{1b}$ denote estimation errors; $(\hat{i}_{1a}, \hat{i}_{1b}, \hat{\Psi}_{1a}, \hat{\Psi}_{1b})$ are estimates of $(i_{1a}, i_{1b}, \Psi_{1a}, \Psi_{1b})$.

CO.2. Local asymptotic speed estimation, i.e.:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e_\omega = 0,\tag{3}$$

where $e_\omega = \omega - \hat{\omega}$, $\hat{\omega}$ is speed estimate.

Observer design. The proposed speed observer has structure of full-order current-flux observer [6] with known resistances, and unknown speed. It is based on the dynamics of electric subsystem only; therefore, it is a reduced-order solution with respect to the full IM model. The observer equations are the:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{i}}_{1a} &= -\gamma_1 \hat{i}_{1a} - \hat{\omega} \hat{i}_{1b} + \alpha \sigma^{-1} \hat{\Psi}_{1a} + \sigma^{-1} \hat{\omega} \hat{\Psi}_{1b} + \sigma^{-1} u_{1a} + k_1 \tilde{i}_a, \\ \dot{\hat{i}}_{1b} &= -\gamma_1 \hat{i}_{1b} + \hat{\omega} \hat{i}_{1a} + \alpha \sigma^{-1} \hat{\Psi}_{1b} - \sigma^{-1} \hat{\omega} \hat{\Psi}_{1a} + \sigma^{-1} u_{1b} + k_1 \tilde{i}_b, \\ \dot{\hat{\Psi}}_{1a} &= -R_1 \hat{i}_{1a} + u_{1a} - k_2 (\hat{\omega} \tilde{i}_b - \alpha \tilde{i}_a), \\ \dot{\hat{\Psi}}_{1b} &= -R_1 \hat{i}_{1b} + u_{1b} + k_2 (\hat{\omega} \tilde{i}_a + \alpha \tilde{i}_b),\end{aligned}\tag{4}$$

where $(k_1, k_2) > 0$ are the observer tuning gains.

From (1), (4), the estimation error dynamics is given by:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{i}}}_a &= -\mathbf{k}_1 \tilde{\mathbf{i}}_a - \omega \tilde{\mathbf{i}}_{1b} - \mathbf{e}_\omega \hat{\mathbf{i}}_{1b} + \alpha \sigma^{-1} \tilde{\Psi}_{1a} + \sigma^{-1} \omega \tilde{\Psi}_{1b} + \sigma^{-1} \mathbf{e}_\omega \hat{\Psi}_{1b}, \\ \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_b &= -\mathbf{k}_1 \tilde{\mathbf{i}}_b + \omega \tilde{\mathbf{i}}_{1a} + \mathbf{e}_\omega \hat{\mathbf{i}}_{1a} + \alpha \sigma^{-1} \tilde{\Psi}_{1b} - \sigma^{-1} \omega \tilde{\Psi}_{1a} - \sigma^{-1} \mathbf{e}_\omega \hat{\Psi}_{1a}, \\ \dot{\tilde{\Psi}}_{1a} &= \mathbf{k}_2 (\hat{\omega} \tilde{\mathbf{i}}_b - \alpha \tilde{\mathbf{i}}_a), \\ \dot{\tilde{\Psi}}_{1b} &= -\mathbf{k}_2 (\hat{\omega} \tilde{\mathbf{i}}_a + \alpha \tilde{\mathbf{i}}_b).\end{aligned}\quad (5)$$

In order to analyze the stability properties of proposed observer (4), the following candidate Lyapunov function is defined:

$$V = \frac{1}{2} \left(\tilde{\mathbf{i}}_a^2 + \tilde{\mathbf{i}}_b^2 + \frac{1}{\sigma \mathbf{k}_2} (\tilde{\Psi}_{1a}^2 + \tilde{\Psi}_{1b}^2) + \frac{1}{\gamma_\omega} \mathbf{e}_\omega^2 \right) > 0, \quad (6)$$

where $\gamma_\omega > 0$ is constant tuning gain.

Taking into account that $\hat{\omega} = \omega - \mathbf{e}_\omega$, the time derivative of (6) along the trajectories of (5) is:

$$\dot{V} = -\mathbf{k}_1 (\tilde{\mathbf{i}}_a^2 + \tilde{\mathbf{i}}_b^2) + \left((-\hat{\mathbf{i}}_{1b} + \sigma^{-1} \hat{\Psi}_{1b}) \tilde{\mathbf{i}}_a + (\hat{\mathbf{i}}_{1a} - \sigma^{-1} \hat{\Psi}_{1a}) \tilde{\mathbf{i}}_b + \gamma_\omega^{-1} \dot{\mathbf{e}}_\omega \right) \mathbf{e}_\omega + \sigma^{-1} (-\tilde{\mathbf{i}}_b \tilde{\Psi}_{1a} + \tilde{\mathbf{i}}_a \tilde{\Psi}_{1b}) \mathbf{e}_\omega. \quad (7)$$

From (7) the estimation algorithm is expressed as:

$$\dot{\mathbf{e}}_\omega = -\gamma_\omega \left((-\hat{\mathbf{i}}_{1b} + \sigma^{-1} \hat{\Psi}_{1b}) \tilde{\mathbf{i}}_a + (\hat{\mathbf{i}}_{1a} - \sigma^{-1} \hat{\Psi}_{1a}) \tilde{\mathbf{i}}_b \right), \quad (8)$$

leading to derivative of Lyapunov function:

$$\dot{V} = -\mathbf{k}_1 (\tilde{\mathbf{i}}_a^2 + \tilde{\mathbf{i}}_b^2) + \sigma^{-1} (-\tilde{\mathbf{i}}_b \tilde{\Psi}_{1a} + \tilde{\mathbf{i}}_a \tilde{\Psi}_{1b}) \mathbf{e}_\omega. \quad (9)$$

Considering that the terms $\tilde{\mathbf{i}}_b \tilde{\Psi}_{1a} \mathbf{e}_\omega$ and $\tilde{\mathbf{i}}_a \tilde{\Psi}_{1b} \mathbf{e}_\omega$ in the vicinity of equilibrium point are negligibly small, equation (9) becomes:

$$\dot{V} = -\mathbf{k}_1 (\tilde{\mathbf{i}}_a^2 + \tilde{\mathbf{i}}_b^2) < 0. \quad (10)$$

From (6), (10), it follows that $(\tilde{\mathbf{i}}_{1a}, \tilde{\mathbf{i}}_{1b}, \tilde{\Psi}_{1a}, \tilde{\Psi}_{1b}, \mathbf{e}_\omega)$ are bounded $\forall t \geq 0$. From (5), (8) it goes that $(\hat{\mathbf{i}}_{1a}, \hat{\mathbf{i}}_{1b}, \hat{\Psi}_a, \hat{\Psi}_b, \hat{\omega}, \dot{\hat{\mathbf{i}}}_{1a}, \dot{\hat{\mathbf{i}}}_{1b}, \dot{\hat{\Psi}}_a, \dot{\hat{\Psi}}_b, \dot{\mathbf{e}}_\omega)$ are bounded too, and $(\tilde{\mathbf{i}}_{1a}, \tilde{\mathbf{i}}_{1b}, \tilde{\Psi}_{1a}, \tilde{\Psi}_{1b}, \mathbf{e}_\omega)$ are uniformly continuous.

Since $V(t) \leq V(0)/\mathbf{k}_1$, then $\tilde{\mathbf{i}}_{1a}, \tilde{\mathbf{i}}_{1b}$ are square integrable signals and, therefore, according to Barbalat's lemma [13], it results that $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\mathbf{i}}_{1a}, \tilde{\mathbf{i}}_{1b}) = \mathbf{0}$.

Complete equations of estimation error dynamics are given by (5), (8), and the speed estimation law is:

$$\dot{\hat{\omega}} = -\dot{\mathbf{e}}_\omega = \gamma_\omega \left((-\hat{\mathbf{i}}_{1b} + \sigma^{-1} \hat{\Psi}_{1b}) \tilde{\mathbf{i}}_a + (\hat{\mathbf{i}}_{1a} - \sigma^{-1} \hat{\Psi}_{1a}) \tilde{\mathbf{i}}_b \right). \quad (11)$$

Partially linearized system (5), (8) with neglected quadratic components $(\mathbf{e}_\omega \tilde{\mathbf{i}}_b, \mathbf{e}_\omega \tilde{\mathbf{i}}_a)^T$ in (5) can be represented in the following standard form:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{i}}} &= \mathbf{A} \tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{W}(t) \tilde{\mathbf{z}}, \\ \dot{\tilde{\mathbf{z}}} &= -\mathbf{\Gamma} \mathbf{W}^T(t) \tilde{\mathbf{i}},\end{aligned}\quad (12)$$

where $\tilde{\mathbf{i}} = (\tilde{\mathbf{i}}_a, \tilde{\mathbf{i}}_b)^T$, $\tilde{\mathbf{z}} = (\tilde{\Psi}_{1a}, \tilde{\Psi}_{1b}, \mathbf{e}_\omega)^T$, $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\mathbf{k}_1 & -\omega \\ \omega & -\mathbf{k}_1 \end{bmatrix}$, $\mathbf{\Gamma} = \text{diag}(\mathbf{k}_2, \mathbf{k}_2, \gamma_\omega)$,

$$\mathbf{W}(t) = \begin{bmatrix} \alpha & \omega & \hat{\mathbf{i}}_{1b} - \sigma^{-1} \hat{\Psi}_{1b} \\ -\omega & \alpha & -\hat{\mathbf{i}}_{1a} + \sigma^{-1} \hat{\Psi}_{1a} \end{bmatrix}.$$

System (12) has standard form considered in persistency of excitation lemma [13]. Since \mathbf{A} is Hurwitz, $\mathbf{W}(t), \dot{\mathbf{W}}(t)$ are bounded and if positive constant T exist, so that the conditions of persistency of excitation

$$\int_t^{t+T} \mathbf{W}^T(\tau) \mathbf{W}(\tau) d\tau > 0 \quad (13)$$

are met $\forall t \geq 0$, then $(\tilde{\mathbf{i}}, \tilde{\mathbf{z}}) = \mathbf{0}$ is globally exponentially stable equilibrium point for partially linearized system (12) and therefore system (5), (8) is locally exponentially stable.

For the use of the observer (4), (11) as part of the control systems, it is beneficial to made one modification to compensate for the derivative of reference speed trajectory, such that (11) becomes

$$\dot{\hat{\omega}} = \gamma_{\omega} \left(\left(-\hat{i}_{1b} + \sigma^{-1} \hat{\psi}_{1b} \right) \tilde{i}_a + \left(\hat{i}_{1a} - \sigma^{-1} \hat{\psi}_{1a} \right) \tilde{i}_b \right) + \dot{\omega}^*, \quad (14)$$

where $\dot{\omega}^*$ is the first derivative of speed reference ω^* .

Simulation and experimental study. Proposed observer has been tested in an open-loop operation in which the observer has no influence on control algorithm. The indirect field-oriented speed controller based on speed measurement, which was applied to a motor in this study, is given in [12].

Experimental set-up. The proposed adaptive speed observer (4), (11) has been tested by means of simulations and experiments using a 0.75-kW induction motor whose rated data are reported in Table.

Parameter	Value	Parameter	Value	Parameter	Value
Rated power P_{2n} , kW	0.75	Stator resistance R_1 , Ohm	11	α , s^{-1}	5.9
Rated torque T_n , Nm	2.5	Rotor resistance R_2 , Ohm	5.8	β , H^{-1}	12.2
Total rotor inertia J , kgm^2	0.003	Stator inductance L_1 , H	0.95	γ , s^{-1}	206
Pole pairs number p_n	1	Rotor inductance L_2 , H	0.95	σ , H	0.08
Viscous friction coefficient ν , Nm/(rad/s)	0.0015	Magnetizing inductance L_m , H	0.91	μ , $(kgm^2)^{-1}$	400

The experiments are carried out using the Rapid Prototyping Station (RPS) shown in Fig. 1. The RPS includes: IM and a loading DC motor which operates in a torque control mode; three-phase PWM controlled inverter, operated at 10 kHz switching frequency; DSP TMS320F28335 controller which performs data acquisition, implements control algorithms with programmable tracing of selected variables; personal computer for processing, programming, interactive oscilloscope, data acquisition, etc. The motor speed is measured by a 1024 pulse/revolution optical encoder. The sampling time is 200 μs .

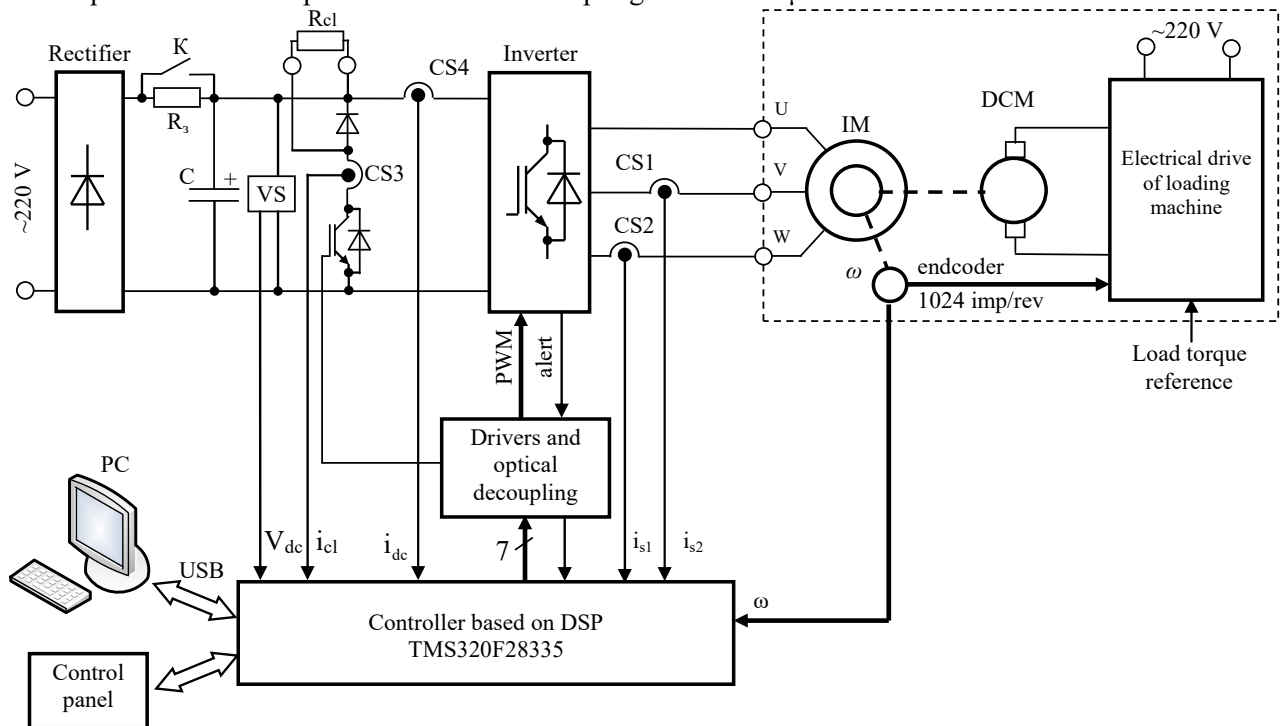


Fig. 1

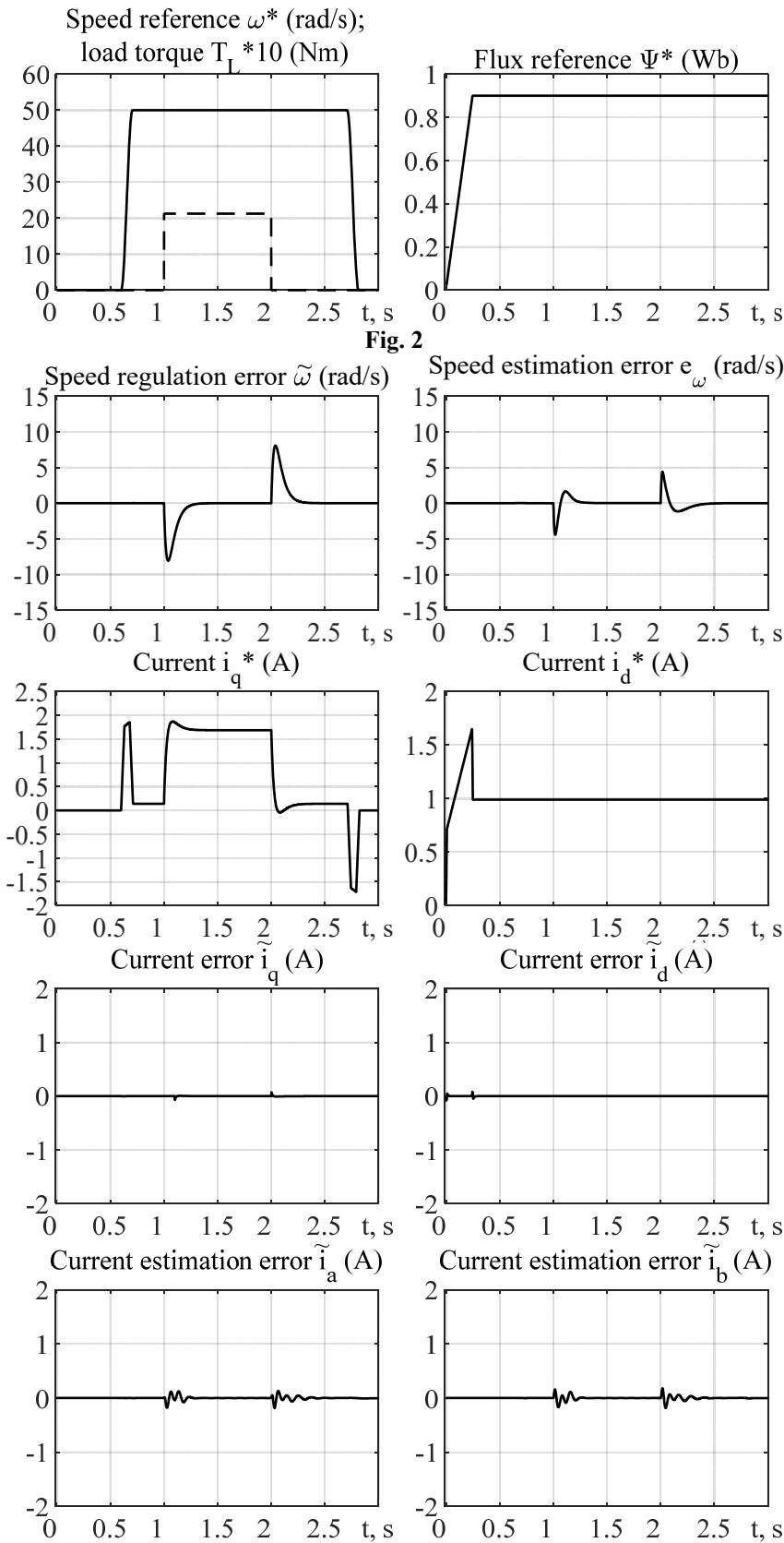


Fig. 2

Fig. 3

Observer and controller tuning. Observer parameters have been selected according to the practical viewpoint, that the time-scale separation between speed regulation dynamics and speed estimation dynamics is achieved. Some implementation aspects, such as robustness with respect to parameter uncertainties and unmodelled dynamics, sensitivity with respect to measurement noise, issues related to discrete-time implementation of the algorithm, have been taken into account in a heuristic way, performing some simulations and/or experiments in order to refine the controller tuning.

The following speed-flux controller [12] gains have been chosen for all simulations and experiments. The speed controller gains are set at: proportional gain $k_\omega = 50$, integral gain $k_{\omega i} = k_\omega^2 / 4$. Current controller gains have been set at: proportional gains $k_{id} = k_{iq} = 500$, integral gains $k_{iid} = k_{iiq} = (k_{id} + \gamma)^2 / 2$. The tuning gains of the speed observer are selected as $k_1 = 200$, $\gamma_\omega = 100$, $k_2 = 0.24$. All initial conditions are zero, except for the flux reference $\psi^*(0) = 0.02$ Wb.

Operating sequences.

The flux and speed reference trajectories adopted in the experiments are presented in Fig. 2 using solid lines; dashed line in the same figure represents the load torque profile.

The operating sequence of the performed tests is the following:

1. The machine is excited during the initial time interval 0–0.25 s using a flux reference trajectory starting at $\psi^*(0) = 0.02$ Wb and reaching the motor rated value of 0.9 Wb.

2. The unloaded motor is required to track the speed reference trajectory characterized by the following phases: starting from $t = 0.6$ s with zero initial value, speed reference trajectory reaches 50 rad/s (15% of

rated) at $t = 0.65$ s; from this time up to $t = 2.7$ s constant speed is imposed; from $t = 2.7$ s the motor is required to stop at zero speed reference. Tracking of the speed reference trajectory requires rated motor torque.

3. During the time interval with constant speed reference, a step load torque, equal to 90% of the motor rated value (2.2 Nm), is applied and removed.

Simulation and experimental results. The transients reported in Fig. 3, Fig. 4 show the steady-state and dynamic performance during the test in simulation and experiment, respectively. The transient performance is characterized by a maximum speed tracking error of about 8 rad/s during load torque rejection transients. Speed estimation error dynamics is faster than the speed tracking error dynamics, confirming that time-scale separation is achieved. Negligible current estimation errors are present during the experiments. Simulation transients, reported in Fig. 3, are close to the experimental results in Fig. 4.

Note that in simulation tests, zero speed estimation error is achieved during steady-state conditions and during speed reference variation, while speed estimation error is not null in the experiments. This is mainly due to IM parameters uncertainties and inverter non-idealities such as dead-time effect and voltage commutations. In Fig. 3 stator current estimation errors are also reported, showing that asymptotic estimation is achieved.

A second set of experiments has been performed to test the proposed solution with changing speed estimation gain γ_ω , as shown in Fig. 5. As it is well-known [9], observer must ensure faster error dynamics than the regulation error dynamics. On the other hand, too high value of estimation gain will lead to high sensitivity with respect to measurement noise. Tuning with $\gamma_\omega = 100$ was defined as acceptable.

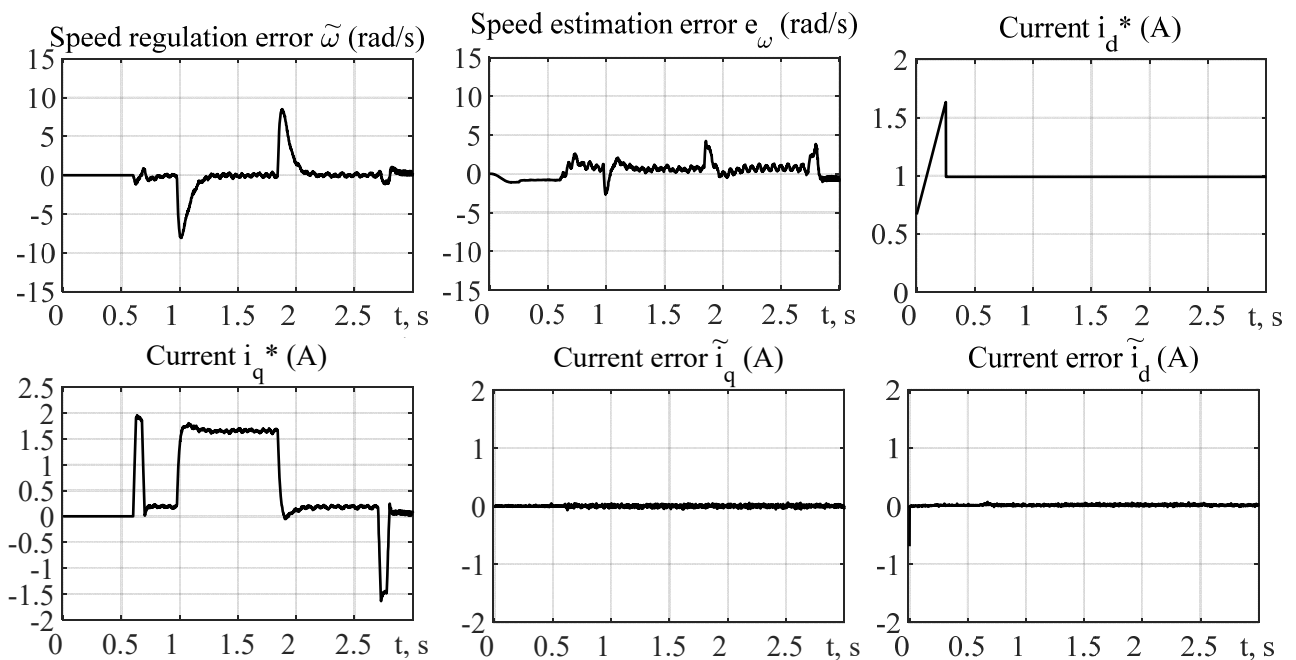


Fig. 4

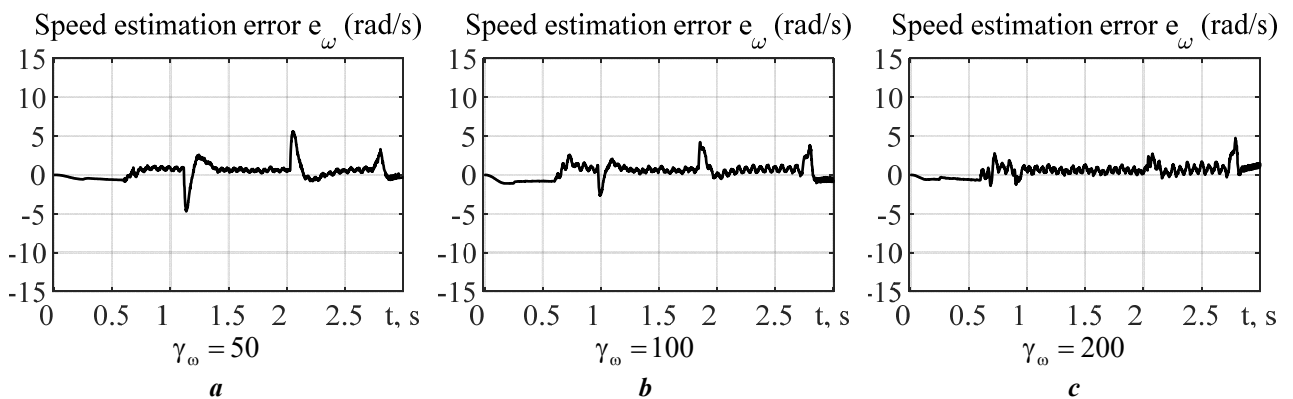


Fig. 5

Conclusions. A novel speed estimation algorithm for induction motors was designed based on structure of the full-order current-flux observer. The observer guarantees a local asymptotic exponential stability of the speed estimation. Experiments and simulations in typical operating conditions demonstrate that acceptable dynamic performance of estimation error during speed and flux tracking including load torque rejection is achieved. Preliminary investigations show that implementation of the observer in the closed-loop speed control system provides satisfactory results.

1. Xu D., Wang B., Zhang G., Wang G., Yu Y. A review of sensorless control methods for AC motor drives. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*. 2018. Vol. 2. No 1. Pp. 104-115. DOI: <https://doi.org/10.23919/TEMS.2018.8326456>
2. Pacas M. Sensorless drives in industrial applications. *IEEE Industrial Electronics Magazine*. June 2011. Vol. 5. No 2. Pp. 16-23. DOI: <https://doi.org/10.1109/MIE.2011.941125>
3. Kubota H., Matsuse K., Nakano T. DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1993. Vol. 29. No 2. Pp. 344-348. DOI: <https://doi.org/10.1109/28.216542>
4. Kubota H., Matsuse K., Nakano T. New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives. *Proc. Annual Conference IEEE Industrial Electronics Society IECON90*. California, USA, November 27-30, 1990. Pp. 921-926. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.1990.149262>
5. Lee C.-M., Chen C.-L. Observer-based speed estimation method for sensorless vector control of induction motors. *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*. 1998. Vol. 145. No 3. Pp. 359-363. DOI: <https://doi.org/10.1049/ip-cta:19983251>
6. Peresada S.M., Bovkunovich V.S., Kovbasa S.N. Adaptive Matsuse observer: a new synthesis, which guarantees asymptoticity of flux linkage vector estimation and active rotor resistance of asynchronous motor. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 3. Pp. 28-32. (Rus)
7. Verrelli C.M., Savoia A., Mengoni M., Marino R., Tomei P., Zarri L. On-line identification of winding resistances and load torque in induction machines. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2014. Vol. 22. No 4. Pp. 1629-1637. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2013.2285604>
8. Wang Z.S., Ho S.L., Cheng E.K.W. A novel observer based flux estimation for speed sensorless DFO control of induction machine. *Electric power components and systems*. 2005. Vol. 33. Pp. 333-348. DOI: <https://doi.org/10.1080/15325000590474681>
9. Montanari M., Peresada S., Tilli A. A speed-sensorless indirect field-oriented control for induction motors based on high gain speed estimation. *Automatica*. 2006. Vol. 42. Pp. 1673-1650. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.automatica.2006.05.021>
10. Montanari M., Peresada S.M., Rossi C., Tilli A. Speed sensorless control of induction motors based on a reduced-order adaptive observer. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2007. Vol. 15. No 6. Pp. 1049-1064. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2007.899714>
11. Khalil H.K., Strangas E.G., Jurkovic S. Speed observer and reduced nonlinear model for sensorless control of induction motors. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2009. Vol. 17. No 2. Pp. 327-339. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2008.2000977>
12. Peresada S.M. A generalized theory of indirect vector control by an asynchronous motor. Part II. Synthesis of an algorithm for working out the flow modulus and angular velocity. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 1999. No 4. Pp. 26-31. (Rus)
13. Narendra K.S., Annaswamy A.M. *Stable adaptive systems*. New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. 480 p.

УДК 681.5: 62-83

ОЦІНЮВАННЯ ШВИДКОСТІ ВЕКТОРНО-КЕРОВАНИХ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ НА ОСНОВІ СПОСТЕРІГАЧА

С.М. Пересада¹, докт. техн. наук, Є.О. Ніконенко¹, С.М. Ковбаса¹, докт. техн. наук, Д.І. Родькін¹, О.І. Кіселичник²

¹НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна, e-mail: sergei.peresada@gmail.com

²Університет Ворика, Ковентрі, CV4 7AL, Великобританія

У роботі представлено спостерігач швидкості для систем векторного керування асинхронними двигунами. Запропоноване рішення засноване на принципі побудови класичного спостерігача потокозчеплення повного

порядку, який є адаптивним до варіації активного опору ротора. Завдяки структурній подібності швидкості ротора і активного опору ротора в моделі асинхронного двигуна, спостерігач швидкості може бути спроектований на основі аналогічної структури. Розроблений спостерігач гарантує локальне асимптотичне оцінювання поточозчеплень ротора, струмів статора і швидкості ротора в усіх робочих режимах за винятком збудження двигуна постійним струмом. Стійкість процесу оцінювання спостерігача доведено на основі другого методу Ляпунова. Результати експериментального дослідження свідчать, що спостерігач забезпечує достатній рівень показників якості динаміки оцінювання швидкості, якщо швидкість змінюється повільно. Запропонований спостерігач може бути використаний для застосувань із середніми вимогами до якості регулювання швидкості. Бібл. 13, рис. 5, табл. 1.

Ключові слова: асинхронний двигун, спостерігач швидкості, асимптотична стійкість, похибка оцінювання.

1. Xu D., Wang B., Zhang G., Wang G., Yu Y. A review of sensorless control methods for AC motor drives. *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*. 2018. Vol. 2. No 1. Pp. 104-115. DOI: <https://doi.org/10.23919/TEMS.2018.8326456>
2. Pacas M. Sensorless drives in industrial applications. *IEEE Industrial Electronics Magazine*. June 2011. Vol. 5. No 2. Pp. 16-23. DOI: <https://doi.org/10.1109/MIE.2011.941125>
3. Kubota H., Matsuse K., Nakano T. DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 1993. Vol. 29. No 2. Pp. 344-348. DOI: <https://doi.org/10.1109/28.216542>
4. Kubota H., Matsuse K., Nakano T. New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives. *Proc. Annual Conference IEEE Industrial Electronics Society IECON90*. California, USA, November 27-30, 1990. Pp. 921-926. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.1990.149262>
5. Lee C.-M., Chen C.-L. Observer-based speed estimation method for sensorless vector control of induction motors. *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*. 1998. Vol. 145. No 3. Pp. 359-363. DOI: <https://doi.org/10.1049/ip-cta:19983251>
6. Пересада С.М., Бовкунович В.С., Ковбаса С.Н., Адаптивний наблюдатель Матсусе: новий синтез, гарантуючий асимптотичність оцінювання вектора поточозчеплення і активного опору ротора асинхронного двигателя. *Технічна електродинаміка*. 2010. № 3. С. 28-32. URL: <http://previous.techne.org.ua/article/10-3/st5.pdf> (дата звернення 24.10.2021)
7. Verrelli C.M., Savoia A., Mengoni M., Marino R., Tomei P., Zarri L. On-line identification of winding resistances and load torque in induction machines. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2014. Vol. 22. No 4. Pp. 1629-1637. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2013.2285604>
8. Wang Z.S., Ho S.L., Cheng E.K.W. A novel observer based flux estimation for speed sensorless DFO control of induction machine. *Electric power components and systems*. 2005. Vol. 33. Pp. 333-348. DOI: <https://doi.org/10.1080/15325000590474681>
9. Montanari M., Peresada S., Tilli A. A speed-sensorless indirect field-oriented control for induction motors based on high gain speed estimation. *Automatica*. 2006. Vol. 42. Pp. 1673-1650. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.automatica.2006.05.021>
10. Montanari M., Peresada S.M., Rossi C., Tilli A. Speed sensorless control of induction motors based on a reduced-order adaptive observer. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2007. Vol. 15. No 6. Pp. 1049-1064. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2007.899714>
11. Khalil H.K., Strangas E.G., Jurkovic S. Speed observer and reduced nonlinear model for sensorless control of induction motors. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2009. Vol. 17. No 2. Pp. 327-339. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2008.2000977>
12. Пересада С.М. Обобщенная теория косвенного векторного управления асинхронным двигателем. Часть II. Синтез алгоритма обработки модуля потока и угловой скорости. *Технічна електродинаміка*. 1999. № 4. С. 26-31.
13. Narendra K.S., Annaswamy A.M. *Stable adaptive systems*. New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. 480 p.

Надійшла 29.10.2021

ОПТИМІЗАЦІЙНИЙ ПІДХІД ДО ВИЗНАЧЕННЯ КОНСТРУКТИВНИХ ПАРАМЕТРІВ 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

У роботі визначено конструктивні параметри лінійного двигуна вібраційної дії відповідно до заданих критеріїв оптимізації (мінімальна вартість, максимальні питомі силові показники та ККД) і режиму механічного навантаження. Для цього розроблено комп'ютерну модель, в основу якої покладено магнітну та електричну схеми заміщення із зосередженими параметрами. Магнітне коло моделі побудовано з урахуванням насичення матеріалу магнітопроводу, магнітних втрат та потоків розсіювання. Амплітуда електромагнітної сили двигуна визначається на підставі першої гармоніки магнітної індукції в повітряному проміжку. Механічну частину моделі побудовано з використанням методу електромеханічних аналогій, згідно з яким індуквану внаслідок руху якоря ЕРС представлено падінням напруги на еквівалентному механічному опорі. Завдання вибору конструктивних параметрів для заданих характеристик механічного навантаження розглядається сукупно з урахуванням нелінійних зв'язків системи і за умови теплових, магнітних та електричних обмежень. За допомогою методу градієнтного спуску проведено оптимізацію параметрів двигуна та визначено найбільш ефективні конструктивні виконання, які задовольняють обраним критеріям. Бібл. 8, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: комп'ютерна модель, конструктивні параметри, лінійний магнітоелектричний двигун, метод градієнтного спуску, оптимізація, режим механічного навантаження.

Вступ. Вібраційні технології становлять основу багатьох сучасних технологічних процесів у різних галузях промисловості, будівництва, транспорту. Сьогодні в будівельній галузі існує потреба у створенні надійних, безпечних та ефективних вібраційних машин із частотою коливань 100 Гц і більше, які мають незначний рівень шуму. Вказаним вимогам цілком можуть відповідати приводи з лінійними магнітоелектричними двигунами (ЛМД) вібраційної дії [1] за умови забезпечення високої ефективності та хороших питомих силових показників за невисокої вартості.

Підвищення ефективності лінійних вібраційних машин може здійснюватися через зменшення втрат в елементах машини та забезпечення економічних режимів роботи, що мінімізують потужність споживання. Вибір відповідних конструктивних співвідношень ЛМД може забезпечити максимум відношення електромагнітної сили до об'єму активної зони, тобто питомих силових показників машини [2]. Залежно від параметрів схеми заміщення існують оптимальні параметри пружно-в'язкого навантаження, за яких ефективність роботи двигуна є найвищою [3]. Також важливою умовою ефективною роботи є забезпечення необхідних перехідних [4], фазових [5] та частотних характеристик [6].

Однак із практичного погляду більш важливим є вирішення зворотного завдання – визначення таких конструктивних параметрів двигуна, які б забезпечили необхідні механічні чи робочі характеристики і водночас відповідали заданим критеріям ефективності, маси, вартості та ін.

Завдання визначення оптимальних конструктивних параметрів задля забезпечення необхідних робочих показників знаходиться у площині кількох пов'язаних процесів: електромагнітних, електромеханічних і теплових. Тому оптимальні конструктивні параметри мають визначатися з урахуванням нелінійних зв'язків процесів і за умови відповідних теплових, магнітних та електричних обмежень.

Задля оцінки ефективності конструктивних рішень у роботі застосовується комплексний критерій ефективності з використанням вагових коефіцієнтів для часткових критеріїв. Це дає змогу спростити реалізацію математичної моделі, проте вибір вагових коефіцієнтів є певним викликом і залежить передусім від вимог до приводу. В представленому дослідженні прийнято, що всі часткові критерії ефективності мають однакову вагу, тобто відповідні коефіцієнти однакові. Це дає змогу дослідити вплив основних конструктивних параметрів (головних розмірів та розмірів постійних магнітів, кількості пазів на полюс тощо) на зазначені показники ефективності машини. У разі потреби коефіцієнти моделі можуть бути обрані зважаючи на завдання оптимізації.

© Бондар Р.П., 2022

* ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-0198-5548>

Метою роботи є визначення конструктивних параметрів лінійного двигуна вібраційної дії відповідно до заданих критеріїв оптимізації (мінімальна вартість, максимальні питомі силові показники та ККД) і режиму механічного навантаження. Для цього розроблено модель у середовищі Matlab/Simulink, основні складові частини якої подано далі.

Модель магнітного кола ЛМД. Ескізне зображення активної зони ЛМД вібраційної дії циліндричної геометрії показано на рис. 1. Тут постійні магніти 1 розміщуються на рухомому якорі з ферромагнітними полюсами 2. Обмотка статора 3 живиться від однофазного джерела змінного струму і

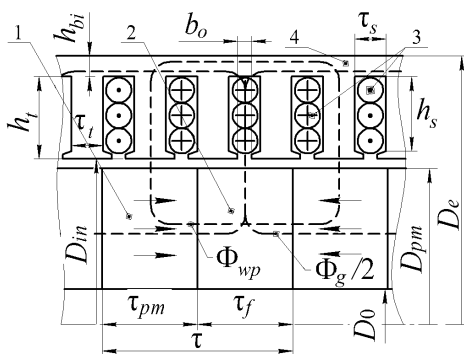


Рис. 1

містить дві групи котушок, напрямку струму в яких є протилежним. Пульсуюче магнітне поле обмотки, взаємодіючи з полем постійних магнітів, зумовлює виникнення осьової електромагнітної сили, напрямку якої визначається напрямком струму. Переміщення якоря відносно статора 4 призводить до деформації пружної системи (на рис. 1 не показана). Зі зміною напрямку струму в котушках якоря рухається в протилежну сторону під дією електромагнітної сили та енергії, накопиченої в пружинах. Амплітуда та частота коливань визначаються частотою джерела живлення й електромеханічними параметрами системи.

Розподіл магнітного поля двигуна внаслідок дії МРС постійних магнітів визначається на підставі схеми заміщення, яку показано на рис. 2. Для еквівалентного магнітного кола закони рівноваги МРС і рівності потоків у вузлі запишуться у вигляді

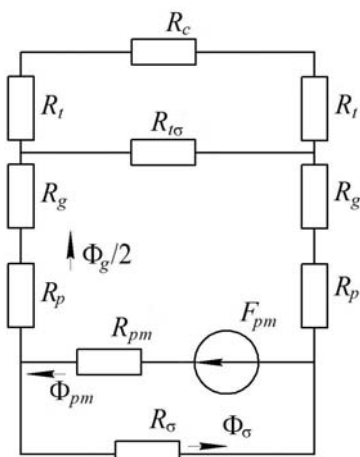


Рис. 2

$$\left. \begin{aligned} F_{pm} &= \Phi_{pm} R_{pm} + \frac{\Phi_g}{2} (2R_g + 2R_p + R_{ms}), \\ F_{pm} &= \Phi_{pm} R_{pm} + \Phi_\sigma R_\sigma; \\ \Phi_{pm} &= \frac{\Phi_g}{2} + \Phi_\sigma, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

де $F_{pm} = H_c \tau_{pm}$ – МРС постійного магніту; H_c – коерцитивна сила; τ_{pm} – ширина постійного магніту (рис. 1); Φ_{pm} – магнітний потік постійного магніту; R_{pm} – магнітний опір постійного магніту; Φ_g – магнітний потік у повітряному проміжку; R_g – магнітний опір повітряного проміжку; R_p – магнітний опір полюса якоря; $R_{ms} = \frac{R_{ts}(2R_t + R_c)}{R_{ts} + 2R_t + R_c}$ –

магнітний опір магнітопроводу статора; R_{ts} , R_t , R_c – магнітні опори розсіювання, зубців та спинки статора відповідно; Φ_σ – магнітний потік розсіювання якоря; R_σ – магнітний опір потоку розсіювання якоря.

Із системи рівнянь (1) магнітний потік у повітряному проміжку становитиме

$$\Phi_g = \frac{F_{pm} R_\sigma}{R_{pm} (0,5 R_\sigma + R_g + R_p + 0,5 R_{ms}) + R_\sigma (R_g + R_p + 0,5 R_{ms})}.$$

Амплітуда потокозчеплення обмотки, виражена через першу гармоніку магнітного поля магнітів, визначиться таким виразом

$$\Psi_m = \frac{\Phi_g (2p - 1)}{\pi p} \sin \left(\frac{\pi \tau_f}{2\tau} \right) w,$$

де $2p$ – кількість полюсів; w – кількість витків обмотки.

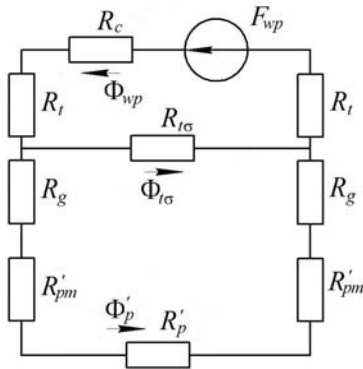


Рис. 3

Для розрахунку магнітного потоку Φ_{wp} , зумовленого дією MPC обмотки статора, потрібно врахувати, що полюси обмотки конструктивно зміщені відносно полюсів якоря на 90 електричних градусів (рис. 1). Для еквівалентного магнітного кола (рис. 3) закони рівноваги MPC і рівності потоків у вузлі запишуться у вигляді

$$\left. \begin{aligned} \pm F_{wp} &= \Phi_{wp}(R_c + 2R_t) + \Phi_{t\sigma}R_{t\sigma}; \\ 0 &= \Phi_{t\sigma}R_{t\sigma} - \Phi'_p(2R_g + 2R'_{pm} + R'_p); \\ \Phi_{wp} &= \Phi_{t\sigma} + \Phi'_p, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

де $F_{wp} = w_p i_s$ – MPC обмотки, що припадає на полюс; w_p – кількість витків на полюс.

Розв'язок системи рівнянь (2) відносно потоку розсіювання запишеться у вигляді

$$\Phi_{t\sigma} = \frac{\Phi_{wp}(2R_g + 2R'_{pm} + R'_p)}{R_{t\sigma} + 2R_g + 2R'_{pm} + R'_p}, \text{ де } \Phi_{wp} = \frac{w_p i_s}{R_{wp}}; R_{wp} = 2R_t + R_c + \frac{(2R_g + 2R'_{pm} + R'_p)R_{t\sigma}}{2R_g + 2R'_{pm} + R'_p + R_{t\sigma}}.$$

Під час розрахунків приймається, що всі магнітопроводи виконано з однієї марки електротехнічної сталі – 2412. Задля визначення відповідних магнітних опорів залежність відносної магнітної проникності від індукції апроксимувалася виразом

$$\mu_r = 5316e^{-\left(\frac{B-0,6179}{0,6189}\right)^2}.$$

У першому наближенні магнітні потоки визначаються без урахування насичення. При цьому для всіх розрахункових зон (полюсів якоря, зубців, спинки статора) приймається однакове значення магнітної проникності, що відповідає лінійній ділянці характеристики намагнічування. Після розрахунку магнітної індукції окремих зон визначаються відповідні магнітні проникності згідно з кривою намагнічування і робиться перерахунок. Такий розрахунок досить швидко сходиться, тому достатньо однієї-двох ітерацій поки не буде досягнута достатня збіжність результатів.

Розрахунок магнітних втрат. Магнітне поле машини є результатом спільної дії пульсуючого (змінного в часі і нерухомого в просторі) поля обмотки і біжучого (рухомого в просторі і незмінного в часі) поля постійних магнітів. Кожне з цих полів зумовлює відповідні втрати. Перші пропорційні струму обмотки, другі – швидкості якоря. Для спрощення будемо вважати, що обидва складники мають однакові фази. Це можливо за умови збіжності фаз струму живлення і швидкості руху якоря (тобто в режимі близькому до механічного резонансу) та нехтування реактивною магнітною проникністю. Тоді результуючі втрати для трьох розрахункових областей (полюсів якоря, зубців та спинки статора) будуть сумою двох складників.

Задля визначення втрат від рухомого поля постійних магнітів будемо вважати, що просторовий розподіл магнітної індукції в магнітопроводі статора має синусоїдний характер. Тоді амплітуда перемагнічування визначиться виразом

$$B_{t,c}(X_m) = B_{t,c} \sin\left(\frac{\pi X_m}{\tau}\right), \quad (3)$$

де B_t, B_c – індукція відповідно зубцевої зони та спинки магнітопроводу статора; X_m – амплітуда коливань якоря. Як видно з (3), максимальна амплітуда перемагнічування відповідатиме випадку, коли розмах якоря $2X_m$ дорівнює полюсній поділіці.

Магнітні втрати в осерді залежно від частоти перемагнічування f дорівнюють [7]

$$P_{st} = K p_{1,0/50} (f/50)^\beta B^2 m_{st},$$

де $K = 1,7$ – поправочний коефіцієнт, який враховує збільшення втрат через механічну обробку та нерівномірний розподіл магнітної індукції; $p_{1,0/50}$ – питомі магнітні втрати; β – коефіцієнт, який залежить від марки сталі та товщини листів магнітопроводу; m_{st} – маса сталі відповідної зони.

Електро механічна система. В моделі електро механічної системи прийнято, що напруга джерела живлення та струм ЛМД є синусоїдними. Еквівалентна механічна схема (рис. 4, а) містить нерухомий статор 1 із обмоткою 2. Якір 3 коливається під дією електромагнітної сили F_e відносно статора на пружинах 4 з жорсткістю k . Система координат пов'язана зі статором, із початком, що відповідає положенню механічної рівноваги якоря, коли струм ЛМД дорівнює нулю.

Електричну схему заміщення (рис. 4, б) представлено активним R_s та реактивним X_s опором обмотки. ЕРС, індукована в обмотці внаслідок руху якоря, подана падінням напруги на активному R_a та реактивному X_a опорах. Магнітні втрати представлено еквівалентним контуром із опором R_m , значення якого розраховується відповідно до потужності магнітних втрат ЛМД.

Наведеним схемам відповідає система рівнянь, записаних у частотній області

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_s &= \underline{I}_s (R_s + jX_s) + K_E k_n \underline{V}; \\ \underline{I}_m R_m &= \underline{I}_a (R_a + jX_a); \\ \underline{I}_s &= \underline{I}_m + \underline{I}_a; \\ -m_a \omega^2 \underline{X} &= K_F k_n \underline{I}_a - k \underline{X} - j\omega b \underline{X}; \\ j\omega \underline{X} &= \underline{V}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

де \underline{U}_s – напруга живлення; \underline{I}_s – струм статора; X_s – реактивний опір обмотки; $K_E = \frac{\pi \Psi_m}{\tau}$ – коефіцієнт ЕРС; $k_n = 1 - \frac{X_m^2}{\tau^2}$ – коефіцієнт, який враховує залежність електромагнітної сили та ЕРС від переміщення якоря; \underline{V} – швидкість якоря; \underline{I}_m – струм контуру магнітних втрат; \underline{I}_a – струм механічного контуру; m_a – маса якоря; ω – кутова частота напруги живлення; \underline{X} – переміщення якоря відносно статора; $K_F = \frac{\pi \Psi_m}{\tau}$ – коефіцієнт електромагнітної сили; k – коефіцієнт жорсткості пружної підвіски ЛМД; $b = b_v + b_l$ – сумарний коефіцієнт в'язкого тертя двигуна b_v та навантаження b_l .

Із системи рівнянь (4) визначається амплітуда переміщення якоря

$$X_m = \frac{\tau^3 \sqrt{\left((k - m_a \omega^2)^2 + \omega^2 b^2 + \frac{4 \Psi_m^2 \pi^2 I_{am}^2}{\tau^4} \right) - \tau^3 \sqrt{\left((k - m_a \omega^2)^2 + \omega^2 b^2 \right)}}{2 \Psi_m \pi I_{am}}$$

(тут I_{am} – амплітуда струму механічного контуру), а також активний R_a та реактивний X_a механічні опори

$$R_a = \frac{K_E K_F k_n^2 \omega^2 b}{(k - m_a \omega^2)^2 + \omega^2 b^2}; \quad X_a = \frac{\omega K_E K_F k_n^2 (k - m_a \omega^2)}{(k - m_a \omega^2)^2 + \omega^2 b^2}.$$

У розрахунковій моделі ЛМД активна потужність споживання енергії P_v є сумою механічної потужності P_{mec} , потужностей магнітних P_m та електричних P_R втрат, тобто

$$P_v = P_{mec} + P_m + P_R,$$

$$\text{де } P_{mec} = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t F_e(t) v(t) dt = \frac{K_F}{K_E} I_a^2 R_a.$$

Тоді ККД електро механічної системи визначається як

$$\eta = \frac{P_l}{P_v} = \frac{P_{mec} - P_{mec.f}}{P_{mec} + P_R + P_m},$$

де P_l – корисна потужність навантаження; $P_{mec.f} = \frac{b_v \omega^2 X_m^2}{2}$ – потужність механічних втрат у ЛМД.

Simulink-модель. Розроблену на основі наведених вище рівнянь Simulink-модель показано на рис. 5.

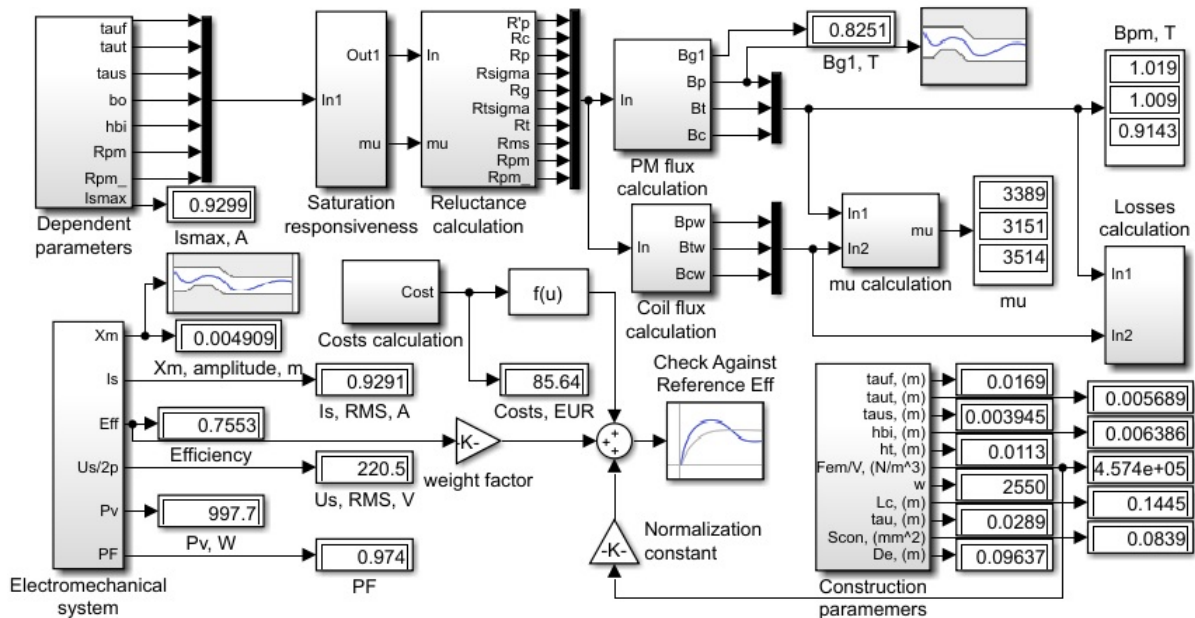


Рис. 5

Тут блоки Coil flux calculation та PM flux calculation реалізують модель магнітного кола ЛМД. Насичення враховується блоком Saturation responsiveness. Розрахунок втрат проводиться блоком Losses calculation. Електромеханічний модуль представлений блоком Electromechanical system.

Параметри моделі поділяються на три групи. До першої групи належать незалежні параметри і величини, які є постійними і визначають фізичні властивості матеріалів, характеристики навантаження та джерела живлення.

До другої належать конструктивні параметри ЛМД, які змінюються за результатами процедури оптимізації відповідно до заданих критеріїв: полюсна поділлка τ , висота зубця статора h_t (рис. 1), кількість полюсів $2p$, кількість зубців n_p та пазів n_{sp} на полюс, а також розміри постійного магніту.

До третьої групи належать залежні параметри, які визначаються через попередні дві групи, зокрема: внутрішній діаметр статора $D_{in} = D_{pm} + 2g$; ширина полюса якоря $\tau_f = \tau - \tau_{pm}$; ширина зубця статора $\tau_t = \frac{D_{pm} \tau_f}{D_{in} n_p}$; максимально допустиме значення струму $I_{s,max} = \sqrt{\frac{Q_w}{R_s}}$, де Q_w – допустима потужність теплового потоку обмотки; активний опір обмотки за робочої температури

$R_s = \rho(\Theta) \frac{\pi w^2 (D_{in} + h_s)}{n_s S_s k_{fill}}$, де $n_s = 2p n_{sp}$ – кількість пазів; S_s – площа перетину паза; $\rho(\Theta)$ – питомий електричний опір міді в залежності від температури Θ ; площа перетину провідника $S_{con} = \frac{n_s S_s k_{fill}}{w}$; коефіцієнт в'язкого тертя ЛМД $b_v = 0,15 b_l$.

Режим механічного навантаження, для якого проводиться оптимізація конструктивних параметрів ЛМД, характеризується еквівалентним коефіцієнтом в'язкого тертя b_l , амплітудою X_m та частотою коливань f . Значення цих та інших незалежних параметрів моделі наведені в табл. 1.

Для оцінки ефективності конструктивних рішень використовується комплексний критерій ефективності ЛМД, заданий у вигляді

$$eff_0 = \sum_{n=1}^3 \gamma_n eff_n, \quad (5)$$

Таблиця 1

Незалежні (постійні) параметри і величини	Коефіцієнт в'язкого тертя навантаження $b_l = 110$ кг/с
	Амплітуда коливань якоря $X_m = 0,0048-0,005$ м
	Коефіцієнт заповнення паза $k_{fill} = 0,4$
	Коерцитивна сила постійного магніту $H_c = 955$ кА/м
	Повітряний проміжок $g = 0,0025$ м
	Частота коливань $f = 120$ Гц
Максимальне допустиме перевищення температури обмотки $\Delta\Theta_{st} = 50^\circ\text{C}$	

де eff_1, eff_2, eff_3 – часткові критерії ефективності, що позначають відповідно критерій ККД двигуна, питомий силовий та критерій вартості; $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$ – відповідні вагові коефіцієнти.

Критерій ефективності, що відповідає питомим силовим показникам, визначається через відношення амплітуди електромагнітної сили F_{em} до об'єму активної зони V_{LM} двигуна і нормалізується по

відношенню до базового значення $eff_2^* = 1\text{e6 Н/м}^3$, тобто $eff_2 = \frac{F_{em}}{eff_2^* V_{LM}}$. Базове значення вартості

становить $eff_3^* = 50$ EUR, а відповідний критерій визначається як $eff_3 = \frac{eff_3^*}{LM_{costs}}$, де LM_{costs} – поточна

вартість, отримана в результаті варіації параметрів оптимізації. Кожний частковий критерій може приймати значення < 1 .

У ролі теплового обмеження приймається потужність втрат у обмотці Q_w , що відповідає допустимому перевищенню її температури в усталеному режимі роботи. Потужність теплового потоку обмотки пропорційна перевищенню температури й обернено пропорційна термічному опору

$$Q_w = \frac{\Delta\Theta_{st} \lambda_i S_i}{\delta_i},$$

де $\Delta\Theta_{st}$ – максимальне допустиме перевищення температури; δ_i – товщина пазової ізоляції; λ_i – коефіцієнт теплопровідності ізоляції; $S_i = 2\pi h_s (D_{in} + h_s)$ – площа тепловіддачі поверхні паза.

Тоді для одного паза

$$Q_w = \frac{2\pi \Delta\Theta_{st} \lambda_i h_s (D_{in} + h_s)}{\delta_i}.$$

Магнітна індукція в магнітопроводах обмежується значенням 1 Тл. Оскільки це усереднена величина, реальний розподіл поля по трьом розрахунковим зонам матиме як більші, так і менші значення.

Маса якоря m_a та коефіцієнт жорсткості підвіски k ЛМД визначаються попередньо з умови забезпечення режиму механічного резонансу. Очевидно, що варіація конструктивних параметрів впливатиме на масу якоря, однак за умови відповідної компенсації жорсткості підвіски це не впливає на ефективність ЛМД. Тому зазначені параметри залишаються постійними під час варіації інших конструктивних параметрів.

Параметри, що змінюються під час оптимізації мають такі обмеження: зовнішній діаметр постійного магніту $D_{pm} = 0,02-0,1$ м (рис. 1); висота зубця статора $h_t = 0,005-0,1$ м; полюсна поділка $\tau = 0,01-0,1$ м; ширина постійного магніту $\tau_{pm} = 0,005-0,1$ м. Кількість полюсів та пазів на полюс приймають відповідно значення: $2p = 4, 5$; $n_{sp} = 2, 3, 4$.

Оптимізація проводилася методом градієнтного спуску згідно з такою процедурою. Варіація наведених вище параметрів здійснювалася за умови досягнення максимуму комплексного критерію ефективності. Вагові коефіцієнти приймалися однаковими, а саме $\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma_3 = 0,33$. Після розрахунку оптимальних розмірів постійного магніту D_{pm} , τ_{pm} обиралися найближчі стандартні розміри і проводилася оптимізація за іншими параметрами. Результати моделювання наведено у табл. 2.

Як впливає з отриманих результатів, ККД зростає зі збільшенням кількості полюсів $2p$, що пояснюється зменшенням зовнішнього діаметра та, як наслідок, кількості міді та сталі. Найбільше значення ККД забезпечує варіант №3 ($2p=5, n_{sp}=2$). Збільшення відношення $2p/n_{sp}$ позитивно впливає на ККД через зменшення розсіювання, але погіршує питомі силові показники. Останні погіршуються

також зі збільшенням кількості полюсів та зменшенням кількості пазів на полюс, що пояснюється погіршенням умов охолодження обмотки. Як показано у [8], існує локальний оптимум відношення F_{em}/V_{LM} залежно від зовнішнього діаметра машини. Але в такому разі зростають втрати та вартість машини.

Таблиця 2

№ вар.	$D_{pm}-D_0-\tau_{pm}$, мм	$2p/n_{sp}$	τ , мм	h_t , мм	D_e , мм	τ_f , мм	τ_t , мм	τ_s , мм	ККД, η	F_{em}/V_{LM} , Н/м ³	Витрати, EUR
1	56-16-12	5/4	29	9,7	93,7	17	4,3	3	0,744	4,801e5	83,61
2	56-16-12	5/3	28,9	11,3	96,4	16,9	5,7	3,9	0,755	4,574e5	85,64
3	60-20-10	5/2	25,3	13,6	103,6	15,3	7,8	4,9	0,764	4,554e5	81,88
4	56-16-12	4/4	29	13	99,4	17	4,3	3	0,733	5,358e5	67,53
5	56-16-12	4/3	28,9	15	102,8	16,9	5,7	3,9	0,744	4,998e5	69,77
6	60-20-5	4/2	28,7	18,6	109,1	16,7	8,4	5,9	0,757	4,488e5	74,01

У структуру витрат, наведених у табл. 2, входить роздрібна ціна основних матеріалів: електротехнічної сталі, міді та постійних магнітів. Витрати на інші матеріали, а також на виготовлення не враховуються. Очевидно, що останні мають зростати зі збільшенням кількості полюсів та пазів.

Висновки. Розроблена модель дає змогу визначити конструктивні параметри лінійного двигуна вібраційної дії відповідно до заданих критеріїв оптимізації (мінімальна вартість, максимальні питомі силові показники та ККД) та робочого режиму навантаження.

Як впливає з отриманих результатів, ККД машини зростає зі збільшенням кількості полюсів, що пояснюється зменшенням зовнішнього діаметра та, як наслідок, кількості міді та сталі. Збільшення відношення кількості полюсів до кількості пазів позитивно впливає на ККД через зменшення розсіювання, але погіршує питомі силові показники. Останні погіршуються також зі збільшенням кількості полюсів та зменшенням кількості пазів на полюс, що пояснюється погіршенням умов охолодження обмотки.

1. Бондар Р.П., Подольцев О.Д. Комплексна модель з частотно-залежними параметрами для розрахунку робочих характеристик магнітоелектричного вібратора. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 1. С. 44-51. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.01.044>.
2. Wang J., Howe D., Jewell G. W. Analysis and design optimization of an improved axially magnetized tubular permanent-magnet machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2004. Vol. 19. No 2. Pp. 289-295. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2004.827026>.
3. Бондар Р.П. Робочі характеристики лінійного магнітоелектричного двигуна вібраційної дії з пружно-в'язким типом навантаження. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. Кременчук, 2019. Вип. 3(47). С. 48-56. DOI: <https://doi.org/10.30929/2072-2052.2019.3.47.48-56>.
4. Денисов Ю.О., Бурсала О.О. Вплив пульсацій напруги живлення лінійного електродвигуна на параметри перехідної характеристики контуру струму бортової авіаційної системи позиціонування. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 6. С. 20-28. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.06.020>.
5. Mizuno T., Yanagawa T., Takai M., Utsuno M., Yamamoto H., Shibuya K., Yamada H. A novel efficiency measurement of moving-magnet-type linear oscillatory actuator. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*. 2001. No 15. Pp. 163-167. DOI: <https://doi.org/10.3233/JAE-2002-438>.
6. 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/techned2016.01.020>.
7. Gieras J.F., Piech Z.J., Tomczuk B. *Linear Synchronous Motors*. Transportation and Automation Systems, Second Edition. CRC Press, 2012. 520 p.
8. Akhondi H., Milimonfared J. Design and optimization of tubular permanent magnet linear motor for electric power steering system. *Journal of Asian Electric Vehicles*. 2009. No 7. Pp. 1283-1289. DOI: <https://doi.org/10.4130/jaev.7.1283>.

OPTIMIZATION APPROACH TO DETERMINATION OF CONSTRUCTIONAL PARAMETERS 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

The constructional parameters of the linear permanent magnet vibratory motor in accordance with the set optimization criteria (minimum cost, force to volume ratio and efficiency) and mechanical load parameters are defined in the work. To do this, a computer model was developed, which is based on magnetic and electrical equivalent circuits with lumped parameters. The magnetic circuit of the model is built taking into account the saturation of the magnetic material, magnetic losses and leakage fluxes. The electromagnetic force amplitude of the motor is determined on the basis of the fundamental component of the Fourier series expansion of the air-gap flux density. The mechanical part of the model is constructed using the electromechanical analogy method, according to which, induced armature EMF is represented by a voltage drop on the equivalent mechanical resistance. The problem of choosing the constructional parameters for the given mechanical load characteristics is considered in conjunction with the nonlinear connections of the system and subject to thermal, magnetic and electrical constraints. Using the gradient descent method, the motor parameters were optimized and the most effective designs that meet the selected criteria were determined. References 8, figures 5, tables 2.

Keywords: computer model, design parameters, gradient descent method, linear permanent magnet motor, mechanical load mode, optimization.

1. Bondar R.P., Podoltsev A.D. Complex model with frequency dependent parameters for electrodynamic shaker characteristics. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 1. Pp. 44-51. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.01.044>. (Ukr).
2. Wang J., Howe D., Jewell G.W. Analysis and design optimization of an improved axially magnetized tubular permanent-magnet machine. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2004. Vol. 19. No 2. Pp. 289-295. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2004.827026>.
3. Bondar R.P. Operating characteristics of the linear permanent magnet vibratory motor with viscoelastic loading. *Electromechanical and energy saving systems*. Kremenchuk, 2019. Vol. 3. No 47. Pp. 48-56. DOI: <https://doi.org/10.30929/2072-2052.2019.3.47.48-56>. (Ukr).
4. Denysov Yu.O., Bursala O.O. Influence of the supply voltage ripple of the linear electric motor on the parameters of the transient response of the current loop of the on-board aviation positioning system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 6. Pp. 20-28. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.06.020>. (Ukr).
5. Mizuno T., Yanagawa T., Takai M., Utsuno M., Yamamoto H., Shibuya K., Yamada H. A novel efficiency measurement of moving-magnet-type linear oscillatory actuator. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*. 2001. No 15. Pp. 163-167. DOI: <https://doi.org/10.3233/JAE-2002-438>.
6. 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/techned2016.01.020>.
7. Gieras J.F., Piech Z.J., Tomczuk B. *Linear Synchronous Motors*. Transportation and Automation Systems, Second Edition. CRC Press, 2012. 520 p.
8. Akhondi H., Milimonfared J. Design and optimization of tubular permanent magnet linear motor for electric power steering system. *Journal of Asian Electric Vehicles*. 2009. No 7. Pp. 1283-1289. DOI: <https://doi.org/10.4130/jaev.7.1283>.

Надійшла 08.11.2021
Остаточний варіант 10.01.2022

ОСОБЛИВОСТІ АНАЛІЗУ РЕЖИМІВ РОБОТИ ЕНЕРГОСИСТЕМИ У РАЙОНАХ З АЛЬТЕРНАТИВНИМИ ДЖЕРЕЛАМИ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ (ВІТРОВИМИ ЕЛЕКТРОСТАНЦІЯМИ)

С.П. Денисюк^{1*}, докт. техн. наук, П.В. Махлін^{2**}, канд. техн. наук, О.А. Шрам^{2***}, канд. техн. наук,
В.М. Слинко^{3****}, канд. техн. наук

¹ Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.

² Національний університет «Запорізька політехніка»
вул. Жуковського, 64, Запоріжжя, 69063, Україна,
e-mail: makhlinpavel21@gmail.com, alexshrum@yahoo.com

³ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

Високі темпи зростання частки відновлюваних джерел енергії в енергетичній системі зумовлюють потребу у балансуванні їхньої змінної потужності. Інтеграція ОЕС України до загальноєвропейської енергосистеми ENTSO-E передбачає вирішення питання підвищення гнучкості електроенергетичної системи України та забезпечення стійкості режимів її роботи. Показано, що у разі інтеграції потужних вітрових електростанцій в енергосистему загострюється проблема забезпечення стійкості як власне потужних відновлюваних джерел енергії, так і їхнього впливу на стійкість існуючих електростанцій, що працюють сумісно з цими джерелами, на регіональному рівні. В роботі проведено моделювання електромеханічних перехідних процесів та досліджено режими роботи енергосистеми під час зміни режимів роботи вітрової електростанції в районі з дефіцитом традиційних джерел електроенергії. Розглянуто питання забезпечення коливальної стійкості на регіональному рівні енергосистеми та забезпечення надійності електропостачання в екстремальному випадку – за раптової зупинці вітрової електростанції. При цьому досліджено зміну потужності по основних лініях зв'язку або її реверсу, залежності напруги у мережі, зміна кутів роторів генераторів найближчих електростанцій та їхнього проковзування. Бібл. 14, рис. 4, табл. 3.

Ключові слова: стійкість енергосистеми, відновлювані джерела енергії, потужність, вітроелектростанція.

Вступ. Трансформація енергетики за напрямком децентралізація, дигіталізація та декарбонізація в рамках енергетичного переходу, реалізація концепції Smart Grid постають сьогодні загальноновизнаним фактом [1, 2]. Новий стимул сучасним перетворенням дало проголошення 11 грудня 2019 року Європейською Комісією Європейського зеленого курсу (EU Green Deal). Пріоритети Євросоюзу перенаправляються від викопного палива в сторону застосування відновлюваних джерел енергії (ВДЕ) з метою створення до 2050 року повністю декарбонізованої економіки. За даними Bloomberg NEF (BNEF) у 2020 році світ виділив рекордних 501,3 млрд. дол. на декарбонізацію, перевершивши 2019 рік на 9 %, попри підрив економіки, спричинений пандемією Covid-19 [1]. У дослідженні Bloomberg «New Energy Outlook-2019» зазначено, що щорічні введення нових потужностей традиційного базового навантаження невпинно падатимуть, натомість вони будуть заміщуватися вітровими (ВЕС) та сонячними (СЕС) електростанціями, щорічні обсяги яких зростуть відповідно втричі та вдвічі, маневрені газові потужності будуть вводитися темпами, що у 14 разів вищі, ніж 2018 року, вводи батарей зростуть у 13 разів. Сьогодні традиційні способи передачі електроенергії базуються на принципах «одностороннього» зв'язку, розроблених багато десятиліть

© Денисюк С.П., Махлін П.В., Шрам О.А., Слинко В.М., 2022

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-6299-3680>; ** <https://orcid.org/0000-0002-8046-1899>;

*** <https://orcid.org/0000-0003-4206-7716>; **** <https://orcid.org/0000-0001-5200-5418>

тому: електростанція направляє електроенергію до її споживачів. Згідно положень концепції Smart Grid мережа має стати клієнтоорієнтованою, із забезпеченням двостороннього обміну енергією та широким впровадженням ВДЕ [3].

На тлі високих темпів зростання генерації електроенергії ВДЕ, у першу чергу ВЕС та СЕС електростанцій, зростає потреба у балансуванні їхньої змінної потужності, що вже стало загальносвітовим трендом, забезпечення стійкості їхньої роботи [2, 3]. Основною особливістю роботи ВЕС та СЕС є залежність від метеорологічних умов, що й обумовлює нестабільність виробництва електроенергії. Проведені дослідження показують, що найкращого універсального способу забезпечити таке балансування не існує, завжди є специфіка місцевих умов, особливості технологій та різні потреби енергосистеми у ВДЕ [1–3]. Усі ці потреби поєднуються в одному понятті – потреба у гнучкості енергосистеми, тобто здатності змінювати рівень виробництва (або споживання) електроенергії у відповідь на нестабільність роботи ВДЕ, зокрема, коливання потужності ВДЕ [2]. У разі інтеграції потужних ВДЕ в енергосистеми загострюється проблема забезпечення як статичної, так і динамічної стійкості режимів роботи енергосистем [4, 5]. Так, у разі збільшення частки ВДЕ в загальному енергобалансі вже понад 2 % сучасні мережі більше технічно не справляються з піками генерації та перетоками, виникає необхідність в інфраструктурних змінах, модернізації та перебудови самих мереж [6]. ВДЕ мають непрямої вплив на демпфувальні властивості енергосистеми, обумовлюючи, зокрема, втрату стійкості та виникнення асинхронного ходу; зменшення запасу стійкості (скорочення критичного часу вимкнення короткого замикання); погіршення якості перехідних процесів (збільшення кутів відхилення роторів генераторів та погіршення демпфування перехідного процесу) [4, 5, 7].

Сьогодні розвиток вітроенергетики передбачає інтеграцію великої кількості ВЕС в електроенергетичні системи (ЕЕС) багатьох країн світу [1]. Для цього ЕЕС мають стати «гнучкими», що обумовлює необхідність вирішення низки важливих науково-технічних питань, а багато технічних аспектів потребують детального дослідження. Так, розмір і «гнучкість» ЕЕС визначає їхню спроможність до розміщення певної кількості ВЕС, забезпечення стійкої роботи системи.

Сучасні вітрові енергетичні турбіни, побудовані згідно вимог стандарту МЕК 61400-27-1, спроможні надавати допоміжні послуги енергосистемі в частині регулювання частоти, напруги та балансу потужності. На більшості існуючих та на всіх запланованих до будівництва ВЕС в Україні передбачено використання вітряних турбін зі змінною швидкістю обертання як з асинхронним генератором, у якого статор приєднується до мережі напряму, а фазний ротор – через випрямний перетворювач потужності (вітряна турбіна з асинхронним генератором подвійного живлення), так і з синхронним або асинхронним генератором, який підключено до мережі через повномасштабний перетворювач потужності. Так, ВЕС мають відповідати вимогам проходження режимів короткострокових спадів напруги LVRT (Low Voltage Ride Through), які зазвичай викликані коротким замиканням у мережі FRT (Fault Ride Through) [4, 5, 8].

Теперішній рівень впровадження ВЕС обумовлює необхідність вирішення наступних проблем: невідповідність традиційних підходів до планування і керування усталеними та післяаварійними режимами систем тим задачам, що виникають за високого ступеня впровадження ВЕС; забезпечення стійкості режимів роботи розподільних мереж, особливо із значним впровадженням ВЕС; проведення оптимізації усталених режимів систем з високим ступенем впровадження ВДЕ [8]. Особливої актуальності набуває вирішення проблеми паралельної роботи потужних ВЕС та ЕЕС на регіональному рівні.

У разі зростання частки ВЕС, зокрема, на регіональному рівні, важливо дослідити їхній вплив на наступні показники: зміна кількості пусків (зупинок) енергоблоків ТЕС; величина потужності ТЕС, що може бути заміщена потужністю ВЕС; показники балансової надійності роботи енергосистеми (очікувану втрату навантаження, очікувану втрату енергії, частоту втрати навантаження); максимальна швидкість зміни активної потужності, що можуть забезпечити енергоблоки ТЕС для різних сценаріїв розвитку різних типів ВДЕ. А отже, нагальною задачею постає дослідження електромеханічних перехідних процесів в енергосистемі з ВЕС [4, 5, 7, 9].

Метою статті є дослідження коливальної стійкості режимів роботи енергосистеми з ВЕС у районах з дефіцитом традиційних джерел електроенергії у екстремальному випадку – повній зупинці ВЕС, а також визначення параметрів коливань, включаючи їхню оцінку щодо можливості демпфування.

Методи дослідження. Під час експлуатації ВЕС необхідно мати можливість покриття

навантаження у разі зниження потужності, яка ними видається, тобто додаткову потужність електростанцій, що спроможні виробити та передати електроенергію. У цьому випадку потік потужності в електричних мережах змінюється як по абсолютній величині, так і за напрямком. Через зміну генерованої потужності традиційними електростанціями виникають перехідні процеси.

Причинами порушення статичної стійкості можуть бути недостатня пропускна спроможність електричних мереж, що живлять район, або виникнення ферорезонансних явищ в мережі [4, 7]. У разі зміні потужності, яка виробляється ВЕС, виникає таке явище як «розхитування» генераторів електростанцій [9]. Збурення, які постійно відбуваються в енергосистемі, викликають коливання роторів генераторів. Для того, щоб уникнути «розхитування» та втрати коливальної стійкості, коливання роторів генераторів за малих збурень повинні бути ефективно демпфовані. Аналіз коливальної стійкості передбачає визначення параметрів малих коливань, включаючи оцінку їхніх характеристик щодо демпфування, як методами дослідження коренів характеристичного рівняння енергосистеми, так і за результатами розрахунку перехідного процесу за малого збурення [4, 5, 10]. Вплив ВДЕ на коливальну статичну стійкість визначається шляхом аналізу зміни ступеня стійкості та коефіцієнту затухань небезпечних коливань [7].

Будемо враховувати, що порушення режиму роботи електроенергетичної системи відбувається переважно у тих випадках, коли напруга електромережі стає нижче її мінімально допустимого значення – 90 % від номінального значення [11]

$$U_{MEP} < U_{MIN}, \quad (1)$$

$$U_{MIN} = 0,9 \cdot U_{НОМ}, \quad (2)$$

де U_{MEP} – напруга електромережі; U_{MIN} – мінімально допустиме значення напруги електромережі; $U_{НОМ}$ – номінальне значення напруги електромережі.

Відомо, що рух ротора синхронного генератора (СГ) описується диференціальним рівнянням [7]

$$\frac{T_j}{\omega_0} \cdot \frac{d^2 \delta}{dt^2} + \frac{P_d}{\omega_0} \cdot \frac{d\delta}{dt} = P_0 - P, \quad (3)$$

де T_j – постійна інерції ротора, с; P_d – демпферний коефіцієнт, в.о.; P_0 – потужність турбіни вихідного усталеного режиму, в.о.; δ – кут вибігу ротора генератора, рад; ω_0 – синхронна швидкість обертання ротора, рад/с.

У свою чергу, електромагнітна потужність СГ P визначається із співвідношення [12]

$$P = P_{\max} \cdot \sin \delta = \frac{E_q \cdot U_c}{X_c} \cdot \sin \delta, \quad (4)$$

де E_q – поперечна синхронна ЕРС генератора, в.о.; U_c – напруга на шинах приймальної системи, в.о.; X_c – сума опорів елементів електропередачі від точки прикладення ЕРС E_q до шин приймальної системи з напругою U_c , в.о.

Задача аналізу режимів роботи енергетичної системи з ВДЕ вирішується визначенням залежностей (зокрема, $\delta = f(t)$, $P = f(t)$ тощо), які характеризують зміну параметрів заданого вихідного режиму в часі за малих збурень цього режиму. У разі раптового відключення досить великої потужності, що генерується, зокрема, ВЕС, аналіз перехідних процесів передбачає оцінку зміни кутів роторів генераторів сусідніх електростанцій. Оскільки коливання активної потужності СГ пропорційні коливанням його ротора, для оцінки статичної стійкості генераторів електростанцій потрібно розрахувати залежності кута вибігу ротора генератора δ за часом. Характер отриманих зазначених залежностей дає змогу зробити висновок стосовно збереження або втрати стійкості роботи енергосистеми з ВЕС.

Для аналізу режимів роботи енергетичної системи у даний час можуть бути застосовані різні моделі представлення ВЕС, зокрема, динамічні, які, в залежності від мети досліджень, дають змогу адекватно відображати роботу станцій у розрахунках стійкості енергосистеми, струмів короткого замикання, перехідних процесів або проведенні гармонічного аналізу з використанням різних рівнів

деталізації [13, 14]. Наприклад, задля визначення комплексного впливу ВДЕ запропоновано виконувати моделювання відповідно до наступного плану проведення дослідження [5]: аналіз коливальної стійкості енергосистеми в поточній схемі; аналіз коливальної стійкості в перспективній схемі, що відповідає часу вводу в експлуатацію ВДЕ, але без ВДЕ; аналіз коливальної стійкості в перспективній схемі з урахуванням ВДЕ.

Задля аналізу коливальної стійкості режимів роботи енергосистеми з ВЕС у районах з дефіцитом традиційних джерел електроенергії у екстремальному випадку (повній зупинці ВЕС) авторами здійснено розв'язання комплексу наступних задач:

1) дослідження екстремального випадку – повна раптова зупинка ВЕС, що працювала на повну потужність за нормального режиму роботи інших елементів електроенергетичної системи, тобто різка зміна генерації електроенергії ВДЕ в локальному районі від максимальної потужності до нульової (задача № 1);

2) дослідження зміни величини напруги на виділеній підстанції та на сусідніх підстанціях (задача № 2);

3) дослідження залежності кута ротора генераторів сусідніх електростанцій (задача № 3).

У розрахунках електричних режимів в регіональній енергосистемі з ВЕС використано динамічну модель ВЕС, яка представляється одним вузлом з налагоджуваннями, що визначаються режимом роботи її системи, і відповідає першому рівню деталізації, запропонованому в [13].

Дослідження режиму роботи енергосистеми. Відповідно до сформованого переліку задач авторами здійснено аналіз електричної схеми енергорайону (на прикладі Мелітопольського району, Ботіївської ВЕС) (рис. 1). Споживачами електроенергії є підприємства машинобудівної, харчової та інших галузей промисловості, сільське господарство, тягові підстанції залізничного та міського транспорту, а також побутові споживачі. Основним джерелом живлення енергорайону є вузлова підстанція ПС1 330/150/35 кВ, від якої подається напруга на знижувальні розподільні та транзитні підстанції. Так, по лінії Л1 напругою 330 кВ подається електроенергія від ТЕС та транзитом від атомної електростанції (АЕС), а по лініям Л2 та Л5 напругою 330 кВ підстанція ПС1 має зв'язок з іншими підстанціями енергосистеми – ПС2 та ПС3. До відкритого розподільного пристрою 150 кВ по лініях Л3 та Л4 приєднана ВЕС потужністю 200 МВт. Також є транзитний зв'язок гідроелектростанції (ГЕС) через лінію напругою 330 кВ та вузлову підстанцію ПС1. Лінії Л6, Л7 та Л8 напругою 150 кВ забезпечують зв'язок підстанції ПС1 з енергосистемою – підстанцією ПС3.

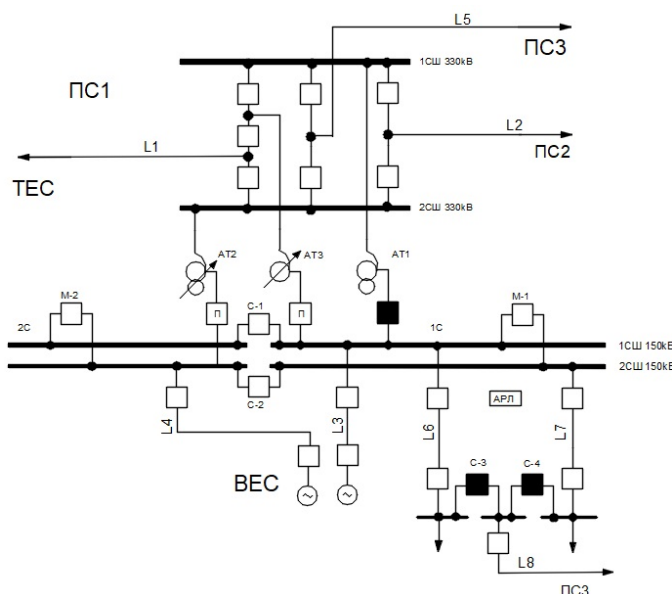


Рис. 1

вихід параметрів мережі на шинах видачі потужності за рамки допустимих, або перевищення швидкості вітру критичного значення, наприклад, для вітрогенераторів типу Vestas V-112 швидкість вітру зупинки ВЕС становить 25 м/с.

Задача 1. Для схеми на рис. 1 проведено дослідження екстремального випадку роботи енергосистеми – повна раптова зупинка ВЕС, що працювала на повну потужність за нормального режиму роботи інших елементів електроенергетичної системи, тобто за різкій зміні генерації в районі від максимальної потужності 200 МВт до нульової. При цьому спрацьовують пристрої автоматики та вмикаються секційні вимикачі С3 та С4, що через лінії Л6, Л7 і Л8 подають живлення від підстанції ПС3. Зазначений режим можливий у разі відпрацювання технологічних захистів на ВЕС таких, як повна зупинка станції через

Значення потоків активної потужності по лініях Л1, Л5 та лініях видачі потужності ВЕС (Л3 та Л4) аналізувалися у перші 15 секунд після збурення. Відповідно до розрахунків, виконаних за допомогою пакета програм DigSILENT Power Factory, залежності зміни потоків активних потужностей по лініях представлені на рис. 2, де потік потужності по лініях зв'язку з енергосистемою на напрузі 150 кВ з підстанцією ПС3 – лінії Л6 та Л7 (рис. 2, а), потік потужності на напрузі 330 кВ – лінія Л5 (рис. 2, б), потік потужності по лінії живлення від ТЕС та АЕС – лінія Л1 (рис. 2, в). Умовою непорушення стійкості є той факт, що значення потоків активних потужностей не повинні перевищувати пропускну здатність ліній. Як видно з даних табл. 1 та рис. 2, коливання потоків активної потужності мають згасаючий характер, тобто для ліній Л1, Л5, Л6 та Л7 характер коливань є згасаючим, тобто стійкість збережена.

Таблиця 1

Лінія	Зміна перетоку в перший момент часу, МВт	Реверс	Час, с
Л1	68	Ні	5
Л5	135	Так	5
Л6,Л7	230	Так	0,02

Як показують розрахунки, по лініях Л6, Л7 відбувся реверс потоку потужності майже миттєво та без коливань (рис. 2, а). Потік потужності по ЛЕП Л5 (рис. 2, б) так само змінює напрямок, але протягом перших 5 секунд вже наявні невеликі згасаючі коливання. Зростання потужності в перший момент часу сягає 135 МВт. Потік потужності по ЛЕП Л1 (рис. 2, в) не змінює свого напрямку, за величиною значно зростає – на 68 МВт, однак при цьому також мають місце згасаючі коливання.

Проведені дослідження показують, що у лініях Л1, Л5, Л6 та Л7 під час перехідного процесу мають місце згасаючі коливання потоку активної потужності, однак їхні значення не перевищують граничного.

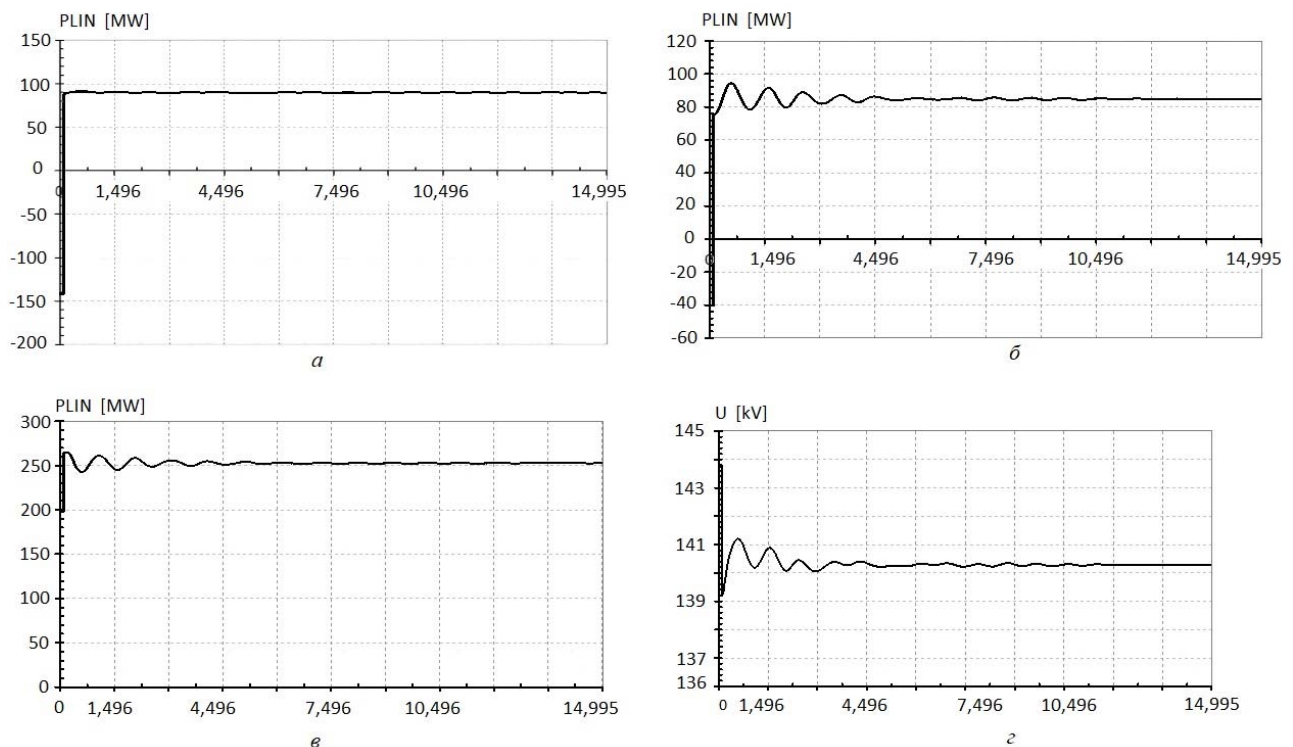


Рис. 2

Задача 2. Для схеми на рис. 1 проведено також дослідження зміни величини напруги на виділеній підстанції (підстанція ПС1) та на сусідніх підстанціях. Результати аналізу наведено у табл. 2, а графіки – на рис. 2, з та 3, а, б, де використано наступні позначення: крива на рис. 2, з – функція зміни напруги на шинах 150 кВ підстанції ПС1; крива рис. 3, а – функція зміни напруги на шинах 150 кВ підстанції ПС3; крива рис. 3, б – функція зміни напруги на шинах 150 кВ підстанції ТЕС. Зазначимо, що перехідний процес повинен мати збіжність, а величина напруги, що встановилася, повинна бути в межах $\pm 10\%$ від номінальної. Отримані результати свідчать, що для ПС1, ПС3 та ТЕС

характер коливань напруги є згасаючим, величина напруги, яка встановилася, знаходиться в межах $\pm 10\%$ від номінальної, стійкість режиму збережена (рис. 3).

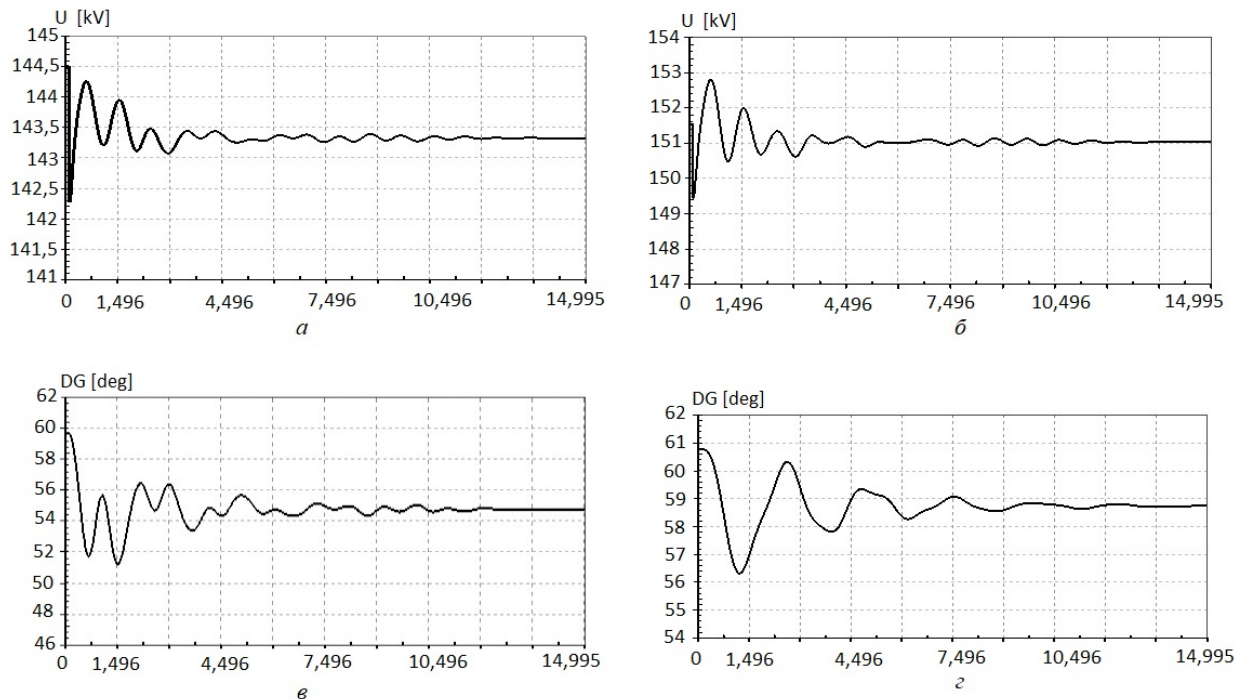


Рис. 3

Результати аналізу, представлені на рис. 2, з, рис. 3, а, б та у табл. 2, підтверджують, що у перехідному процесі крива напруги на шинах 150 кВ має згасаючі коливання, а значення напруги, що встановилося під час протікання та після перехідного процесу, знаходиться у допустимих граничних межах – від 135 кВ до 165 кВ.

Таблиця 2

ПС	Пікове значення (max/ min), кВ	Значення, що встановилося, кВ	Час, с
ПС1	143,8/139,2	140,4	10
ПС3	144,5/142,3	143,3	11,5
ТЕС	152,8/149,4	151	11,5

Для схеми на рис. 1 проведено дослідження залежності кута ротора генераторів та проковзування генераторів сусідніх електростанцій. Для забезпечення коливальної стійкості значення кута ротора генераторів та

проковзування генераторів сусідніх електростанцій, що встановилися, мають бути у межах до 90° . Характер коливань має бути згасаючим. Отримані результати моделювання представлено у табл. 3 та на рис. 4, де використано наступні позначення: залежність зміни кута ротору генераторів ТЕС потужністю 300 МВт (рис. 3, в), залежність зміни кута ротору генераторів АЕС (рис. 3, з), залежність зміни кута ротору генераторів ТЕС потужністю 800 МВт (рис. 4, а), залежність зміни кута ротору генераторів ГЕС (рис. 4, б). На рис. 4, в та з наведено криві проковзування роторів генераторів ТЕС потужністю 300 МВт та 800 МВт відповідно.

проковзування генераторів сусідніх електростанцій, що встановилися, мають бути у межах до 90° . Характер коливань має бути згасаючим. Отримані результати моделювання представлено у табл. 3 та на рис. 4, де використано наступні позначення: залежність зміни кута ротору генераторів ТЕС

Таблиця 3

Електрична станція	Пікове значення, град.	Значення, що встановилося, град.	Час, с
ТЕС 330 кВ	59.7	54.8	12
АЕС	60.7	58.8	12
ГЕС	46.2	43.8	12

За результатами аналізу для електричних станцій ТЕС на шинах 330 кВ, АЕС та ГЕС характер коливань є згасаючим, стійкість їхньої роботи збережена.

Аналізуючи результати розрахунку зміни величини кута ротора генераторів та проковзування генераторів сусідніх електростанцій на рис. 3 та 4, можна зробити наступний висновок: коливання кута роторів генераторів ТЕС потужністю 300 МВт та 800 МВт (рис. 3, в, з), а також роторів генераторів АЕС та ГЕС (рис. 4, а, б) мають затухаючий характер. Як видно з рис. 4, в, з, значення проковзування генераторів найближчої станції – ТЕС на шинах 150 та 330 кВ не перевищують значення 0,07 Гц на початку перехідного процесу, що досліджується. Проковзування для генераторів

АЕС та ГЕС незначні (не перевищують 0,02 Гц).

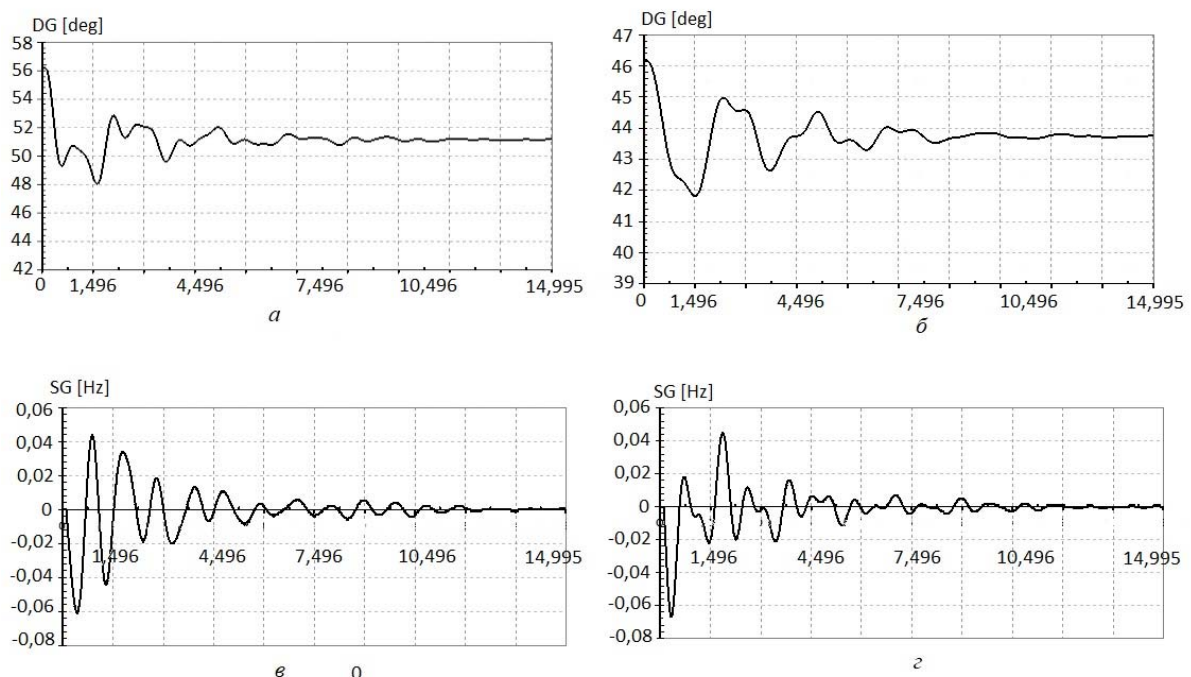


Рис. 4

За результатами проведеного аналізу можемо стверджувати, що якщо стійкість режимів в регіональній енергосистемі у разі повної зупинки ВЕС зберігається, як показано під час аналізу електричної схеми енергорайону на рис. 1, то стійкість цих режимів також матиме місце і у разі часткового зменшення генерованої потужності ВЕС. У цьому випадку відсутня потреба в активному втручанні диспетчера і оперативного персоналу електростанцій та електричних мереж або автоматичних пристроїв керування.

Висновки. Балансування змінної потужності, генерованої ВЕС, в регіональних енергосистемах має враховувати наявний рівень «гнучкості» таких систем (наявність джерел «гнучкості» – систем накопичення енергії, високо маневреної генерації, зокрема, балансирів тощо) та повинно базуватися на всебічному аналізі стійкості режимів роботи (електромеханічних перехідних процесів) енергосистеми для заданих рівнів впровадження ВЕС та за можливості екстремальних режимів їхньої роботи.

Спільний розгляд електромеханічних характеристик під час аналізу коливальної стійкості режимів роботи енергосистеми з ВЕС за різкій зміні режиму роботи (раптовому відключенні їх від мережі) дає змогу також оцінити максимальну швидкість зміни активної потужності, яку можуть забезпечити енергоблоки ТЕС за різних сценаріях залучення ВЕС в регіональні енергосистеми, а також вплив цих екстремальних режимів на роботу підстанцій енергосистеми.

1. Bloomberg New Energy Outlook 2019: The future of the energy sector. URL: <https://www.power-technology.com/news/bloomberg-new-energy-outlook-2019-2/> (дата звернення 15.01.2021).

2. Денисюк С.П. Енергетичний перехід – вимоги якісних змін у розвитку енергетики. *Енергетика: економіка, технології, екологія*. 2019. № 1. С. 7–28.

3. Towards a 100% renewable energy future. URL: <https://www.wartsila.com/energy/vision> (дата звернення 15.01.2021).

4. Буткевич О.Ф., Кириленко О.В., Ленґа О.В., Лук'яненко Л.М., Павловський В.В., Стелюк А.О., Чижевський В.В. Забезпечення стійкості енергосистем та їх об'єднань. К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2018. 320 с.

5. Павловський В.В., Ленґа О.В., Вишневецький М.В. Дослідження стійкості режимів енергосистем з потужними сонячними та вітроелектростанціями. Методологічні питання. URL: <https://docplayer.net/36860350-Doslidzhennya-stiykosti-rezhimiv-energosistem-z-potuzhnimi-sonyachnimi-ta-vitroelektrostanciyami-metodologichni-pitannya.html> (дата звернення 15.01.2021).

6. Renewables 2017. Global Status Report. URL: <https://www.ren21.net/gsr-2017/> (дата звернення 15.01.2021).
7. Буткевич О.Ф., Кириленко О.В. Теорія автоматичного керування та статична стійкість електроенергетичних систем: Вибрані питання. Київ: ІВЦ Вид-во Політехніка, 2004. 180 с.
8. Кириленко О.В., Павловський В.В., Лук'яненко Л.М. Технічні аспекти впровадження джерел розподільної генерації в електричних мережах. *Технічна електродинаміка*. 2011. № 1. С. 46–51.
9. Буткевич О.Ф., Чижевський В.В. Оцінювання та зменшення в режимі реального часу небезпеки коливного порушення стійкості об'єднаної енергосистеми. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 6. С. 46–52.
10. Стійкість енергосистем. Керівні вказівки від 23 липня 2012 р. № 539. СОУ-Н МЕВ 40.1–00100227-68:2012
11. Makhlin P., Shram A., Kuzmenko O. Open-Phase Operating Modes in High Voltage Distribution Networks. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS)*. Kyiv, Ukraine, April 17-19, 2019. Pp. 112–115. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764219>
12. Сегада М.С., Дудурич О.Б. Моделювання режимів роботи ВЕУ у складі електроенергетичної системи. *Праці ІЕД НАНУ: спец. випуск*. 2011. С. 148–157.
13. Визначення необхідних умов і алгоритмів врахування ВЕС та СЕС при налаштуванні протиаварійних автоматичних пристроїв, призначених для запобігання порушенню стійкості (АЗПС) у перетинах ОЕС України, на режим роботи яких вони мають вплив. Методичні рекомендації СОУ НЕК 20.571:2018. Стандарт підприємства. ДП НЕК Укренерго, 2018. 53 с.
14. Pavlovskiy V.V., Lukianenko L.N., Zakharov A.M. Software poly-models of solar photovoltaic plants for different types of system studies. IEEE International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kyiv, Ukraine. червень 2–6, 2014. Pp. 163-167, DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2014.6874172> .

FEATURES OF OPERATING MODES ANALYSIS OF THE POWER SYSTEM IN AREAS WITH ALTERNATIVE ELECTRIC POWER SOURCES (WIND POWER PLANTS)

S.P. Denysiuk¹, P.V. Makhlin², O.A. Shram², V.M. Slynko³

¹ National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»
pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

²Zaporizhzhia Polytechnic National University
Zhukovsky st., 64, Zaporizhzhia, 69063, Ukraine,

E-mail: makhlinpavel21@gmail.com, alexshrum@yahoo.com

³Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

High growth of renewable energy sources in the energy system necessitate of balancing their variable power. The integration of the interconnected power grid of Ukraine into the pan-European energy system ENTSO-E provides for solution to the issue of increasing the flexibility of the Ukraine power grid and ensuring the stability of its operating modes. It is shown that the problem of ensuring the stability of operating modes of power systems is grown by the integration of powerful wind farms in power systems. In particular, issues of stability are becoming relevant for both the powerful renewable energy sources themselves and their impact on the stability of existing power plants operating in a compatible manner with these sources at the regional level. The simulations of electromechanical transients and the study of the power grid operating mode when the operation of the wind power plant changes has been carried out in the article. The issues of ensuring the oscillatory stability of the power system at the regional level and ensuring the reliability of power supply in an extreme case - with a sudden shutdown of the wind power plant are considered. The change in power in the main transmission lines and its reverse, the dependence of the voltage in the network, the angles of the rotors of the generators of the nearest power plants and their slippage are investigated in the work. References 14, figures 4, tables 3.

Keywords: stability of the power system, renewable energy sources, power, wind power plant.

1. Bloomberg New Energy Outlook 2019: The future of the energy sector. URL: <https://www.power-technology.com/news/bloomberg-new-energy-outlook-2019-2/> (accessed 15.01.2021).

2. Denysiuk S.P. Energy Transition – Requirements for Quality Changes in Energy Sector Development. *Enerhetyka: ekonomika, tekhnolohii, ekolohiia*. 2019. No 1. Pp. 7–28. (Ukr).

3. Towards a 100% renewable energy future. URL: <https://www.wartsila.com/energy/vision> (accessed 15.01.2021).

4. Ensuring the stability of power systems and their associations. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2018. 320 p. (Ukr).
5. Pavlovskiy V.V., Lenha O.V., Vyshnevskiy M.V. Study of stability of power systems modes with powerful solar and wind power plants. Methodological issues. URL: <https://docplayer.net/36860350-Doslidzhennya-stiykosti-rezhimiv-energosisitem-z-potuzhnimi-sonyachnimi-ta-vitroelektrostantsiyami-metodologichni-pitannya.html> (accessed 15.04.2021).
6. Renewables 2017. Global Status Report. <https://www.ren21.net/gsr-2017/> (accessed 15.01.2021).
7. Butkevych O.F., Kyrylenko O.V. Theory of automatic control and static stability of electric power systems: Selected issues. Tutorial. Kyiv: Politehnika, 2004. 180 p. (Ukr).
8. Kyrylenko O.V., Pavlovskiy V.V., Lukianenko L.M. Technical aspects of adoption of distributed generation sources in electric mains. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2011. No 1. Pp. 46–51. (Ukr).
9. Butkevych O.F., Chyzhevskiy V.V. Evaluation and Decrease in Real Time of Risk of Oscillatory Loss of Interconnected Power System Stability. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 6. Pp. 46–52. (Ukr).
10. Stability of power systems. SOU-N MEV 40.1-00100227-68: 2012. Ministry of Energy and Coal Industry of Ukraine, July 23 2012. No 539.
11. Makhlin P., Shram A., Kuzmenko O. Open-Phase Operating Modes in High Voltage Distribution Networks. IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS), Kyiv, Ukraine, April 17-19, 2019. Pp. 112–115. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764219>
12. Sehedra M.S., Dudurych O.B. Modeling of wind turbine operation modes as a part of electric power system. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi akademii nauk Ukrainy: spets. vypusk*. Kyiv, 2011. Pp. 148–157. (Ukr).
13. Determination of the necessary conditions and algorithms of WPP and SPP accounting when setting up emergency automatic devices designed to prevent stability violation (AFPS) at the intersections of the environmental protection system of UES of Ukraine, the mode of operation of which they have an impact. Methodical recommendations of SOU NEK 20.571: 2018. Enterprise standard. DP NEK Ukrenerho, 2018. 53 p. (Ukr).
14. Pavlovskiy V.V., Lukianenko L.N., Zakharov A.M. Software poly-models of solar photovoltaic plants for different types of system studies. *2014 IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kyiv, Ukraine. June 2-6, 2014. Pp. 163-167. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2014.6874172> .

Надійшла 25.03.2021
Остаточний варіант 11.11.2021

RESEARCH OF THE PERFORMANCE INDICATOR OF AN ELECTROMAGNETIC MILL

O. Makarchuk^{1,2*}, D. Calus^{2**}¹Lviv Polytechnic National University,
12, S. Bandera str., Lviv, 79013, Ukraine,
e-mail: oleksandr.v.makarchuk@lpnu.ua.²Czestochowa University of Technology,
Armii Krajowej Avenue 17, p.o. box 42-200 Czestochowa, Poland,
e-mail: o.makarchuk@el.pcz.czyst.pl; dc@el.pcz.czyst.pl.

The paper is devoted to the development of a way for quantitative evaluation of the performance of an electromagnetic mill, i.e. a device that converts electrical energy into energy of mechanical interaction of operating elements (millstones) with the substance being ground/mixed. The proposed way is based on processing the results of calculating the trajectories of ferromagnetic millstones of an electromagnetic mill moving in a rotating magnetic field under the action of electrodynamic forces and hydrodynamic resistance forces and limited by the space of the working chamber. The average values of the number of blows, the momentum of the force of these blows, the linear velocity of the millstones and the value of the jerk are calculated. The proposed expression for calculating the integrated non-dimensional performance indicator is calculated on the basis of the above values and allows to link the performance of the grinding process with the design indicators of the mill inductor, the size of its working chamber, quantity, shape, dimensions of millstones, etc. The results of mathematical experiments to determine this performance indicator for an electromagnetic mill with a working volume of 2090 cm³ and an average value of magnetic induction in the working chamber ≈ 0.12 T are specified. This way needs an experimental confirmation. References 11, figures 5, table 1.

Keywords: electromagnetic mill, grinding, mixing, mill performance, mill efficiency, number of blows of millstones, millstone force momentum, millstone jerk.

1. Introduction. In modern industrial production, when increasing the efficiency of available resources in conjunction with increasing environmental requirements is one of the most important tasks, the relevant objective is to develop research aimed at expanding the use of non-traditional physical and physicochemical effects on raw materials to intensify manufacturing of products with added value.

Electromagnetic methods of intensification of technological processes include those where the role of the effective factor is played by the electromagnetic field energy [1]. It is used in so-called electromagnetic mills (EMM) for grinding or mixing solids, emulsifying liquids and gases, aerosols, as well as for the so-called activation of the substance.

2. Analysis of Recent Research. The efficiency of the machines performing the above-mentioned functions of grinding and/or mixing through the electromagnetic field and the technological parameters of the processes carried out therein are determined by the degree of conversion of consumed energy into the materials destruction energy. The mechanism of energy transfer, stages of its conversion, as well as types and intensity of mechanical interactions depend on the method of forming the dispersing force and the machine design.

Analysis of scientific, technical and patent information in this field has shown that minimal energy losses are provided by the design of machines in which the energy of the electromagnetic field is directly converted into kinetic energy of grinding elements (grinders) without the use of special transmission mechanisms. This energy conversion method applies in machines which uses methods of dispersing materials in a mixture with grindstones, which are freely placed in their working chambers [2,3,4]. The most wide-spread machines include electromagnetic mills with an alternating magnetic field [5,6,7].

Theoretical studies of the dynamics of ferromagnetic millstones in the chambers of EMM [4,8] show that this system creates the conditions necessary for intensive mixing and grinding of multicomponent

systems. It is known that the magnitude of the force acting on the components of the mixture and the nature of the movement of ferromagnetic millstones depends on the magnetic properties of the material of operating elements, their geometric dimensions and quantity in the working chamber, external electromagnetic field intensity and physicochemical state of raw materials processed.

Experimental studies have shown that the intense motion of ferromagnetic millstones in the working chamber is possible only until they reach the appropriate number. The criterion for assessing the conditions in which ferromagnetic elements cease to move intensively in the working area, may be some filling factor [9]. This relationship is hard to determine, since all its parameters are interdependent. Therefore, experimental methods are usually used [10].

3. Statement of the Problem. The analysis of modern publications allows to state that:

- existing methods of EMM calculation either do not link its design indicators with the efficiency of the grinding/mixing process, or use empirical dependences developed on the basis of experimental studies and for a rather narrow range of design parameters;
- methods of optimization of process control systems are based on the results of calculations using EMM mathematical models of rather mediocre level of adequacy and those that are built on the basis of statistical processing of experimental data.

Thus, this analysis showed that the current EMM design techniques are based, at best, on statistical processing of experimental data and do not contain unambiguous recommendations that link the expected performance of the mill with the set of its design indicators.

Objective of the Study. To develop a method that will allow quantifying the EMM performance depending on the size of its working chamber, parameters and winding data of the inductor and millstones.

EMM performance is the volume or mass of a substance ground to the required fraction per time unit.

Subject of the Study. Processes of dynamic interaction between ferromagnetic millstones, the working chamber and the ground substance in a rotating magnetic field inside the working chamber, in quasi-steady-state modes.

4. Research Methods. The complexity of the task, the large number of dependent variables in it and the lack of information about the priority factors of influence prompted us to conduct our own research to find indicators that have a decisive impact on the efficiency of the grinding/mixing process.

Note that all studies in the following presentation were conducted for a fixed size of the working chamber, the average value of induction, the frequency of rotation of the magnetic field of the inductor and the size of the millstones.

In our opinion, one of the above indicators may be the average number of blows of millstones k_u for a fixed period of time. Further analysis will take into account the blows of the millstones with each other, as well as the blows with the walls of the working chamber and with the particles of the ground substance. The number of blows k_u will be defined as the product of the average number of blows of one millstone k_{us} and the number of millstones in the working chamber n_m . We assume that the indicator k_u is linearly related to the total EMM performance, as shown in Fig. 1, a).

As another indicator by which it is possible to assess the effectiveness of the grinding process we propose to consider the average value of the momentum of the force of these blows S_{us} , for the same period of time.

The average value of the force pulse is obviously non-linearly related to the performance (Fig. 1, b) and in the case of its direction to ∞ , the performance of the mill should theoretically also increase to ∞ .

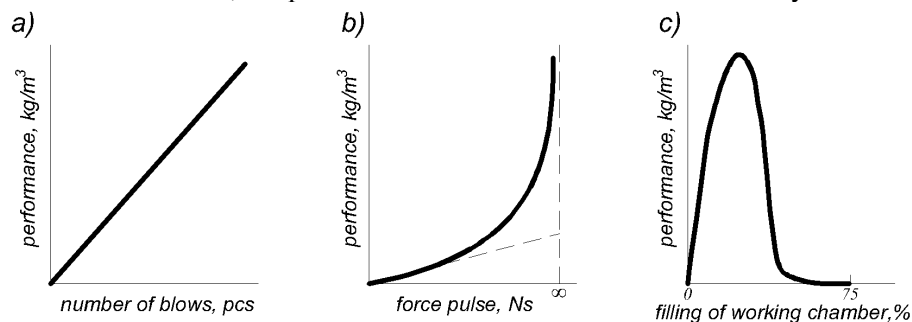


Fig. 1

However, the initial part of this hyperbola, which corresponds to the real values of the momentum of the force, can quite successfully approach the line. Therefore, we will also take this indicator into account in

the first degree.

The dependence of the mill performance on the filling of the working chamber with millstones k_w , in our opinion, is more complex. Obviously, if the value of the argument is zero, the performance will be zero. When the filling of the working chamber, which is approaching the theoretical maximum, we will also observe zero performance due to the cessation of the movement of the millstones. Further research accepted the filling of the working chamber with particles of working substance constant and at the level of 20%. Therefore, when the filling of the working chamber millstones approaches 75-80%, the performance of the mill should decrease to zero (Fig. 1, c). We propose to describe this indicator as an expression of the form $ak_w^b e^{ck_w}$, where a, b, c are the factors that will be further selected on the basis of experimental data processing; k_w is the filling of the working chamber in %. At the stage of theoretical research we have accepted $a = 0,01$; $b = 2,1$; $c = -0,086$. Such values of the factors provide the maximum of the function at the point $k_w = 24\%$. The value of the indicator at it is $\approx 1,0$. Where the $k_w = 75\%$ indicator $\approx 0,14$. The inflection point is at the point $k_w = 41,3\%$.

The first and second indicators on the level of their influence on the grinding process are approximately equivalent, although careful experimental research will allow, if necessary, to introduce appropriate weighting factors for them. On the other hand, the analysis of the impact of each of the above indicators alone does not allow to draw unambiguous conclusions about the performance, and therefore each of them can not be considered self-sufficient. Only their relationship will give, to some extent, an objective idea of the performance of the mill. We propose to consider the product as such an integral indicator of performance:

$$P_m = 0,01k_w^{2,1} e^{-0,086k_w} n_m k_{us} S_{us}, \quad (1)$$

where k_w is the filling of the working chamber with millstones, %; n_m is the number of millstones in the working chamber;

$$k_{us} = \frac{1}{n_m} \sum_{i=1}^{n_m} k_{ui}; \quad S_{us} = \frac{1}{n_m} \sum_{i=1}^{n_m} S_{usi} \quad (2)$$

the average values of the number of blows of the millstone and the momentum of these blows; k_{ui} is the number of blows of the millstone for a fixed period of time ($i = \overline{1, n_m}$); S_{usi} is the average pulse of the force i -th millstone for a fixed period of time Δt .

We propose hypothesis about the influence of the aforementioned indicators on the productivity of the grinding process which needs an experimental confirmation. If this hypothesis will be confirmed considering the accepted assumptions, the value of the performance indicator will be proportional to the performance of the EMM, and the use of appropriate weights will allow to use it directly to calculate the performance in m^3/s or kg/s . In further research, this indicator P_m will be used to quantify the performance of EMM.

Detection of the fact of impact of the millstone and further calculation of the momentum of the force of this impact is based on the kinematic characteristic of the material point, called the jerk, i.e. a vector quantity that determines the rate of change of acceleration of the body. The jerk is the third derivative in time from the radius vector. In our case, it is the second derivative of the velocity vector of the center of mass of the i -th millstone:

$$\overline{G}_i = \frac{d^3 \overline{r}_{ci}}{dt^3} = \frac{d^2 \overline{v}_i}{dt^2}. \quad (3)$$

The modulus of the jerk of the i -th mill at the time $t = t_k$ is determined by its projections:

$$G_i|_{t=t_k} = \sqrt{G_{ix}^2 + G_{iy}^2}, \quad (4)$$

where k is the current integration step number.

To determine the projections G_{ix} and G_{iy} , we use the mathematical apparatus of the theory of invariant approximation of functions [11]. Suppose that the tabular functions of the projections of the

velocity of the center of mass of the i -th millstone are $v_{ix}(t)$ and $v_{iy}(t)$ obtained as solutions of the differential-algebraic system of equations (DAEs) of the model described in [8], can be represented at some time as Taylor polynomials of the 2nd degree. For the x -projection of velocity:

$$v_{ix}(t) = c_1 + c_2 t + c_3 \frac{t^2}{2!}, \quad (5)$$

or in a vector representation:

$$v_{ix}(t) = \bar{T}[t] \bar{c}, \quad (6)$$

where $\bar{T}[t] = \left\| \begin{matrix} 1 & t & \frac{t^2}{2!} \end{matrix} \right\|$ is the Taylor series of 2nd degree with one independent variable; $\bar{c} = \|c_1 \ c_2 \ c_3\|_*$

is the column of factors of the polynomial.

We will form a column of the discrete function $v_{ix}(t)$, which will correspond to the moment of time in which we will look for the second derivative, namely the moment t_k :

$$\bar{v}_{ix}|_{t=t_k} = \|v_{x,k} \ v_{x,k-1} \ v_{x,k-2}\|_*, \quad (7)$$

where $v_{x,k}, v_{x,k-1}, v_{x,k-2}$ are the value of x -projections of velocity at times t_k, t_{k-1}, t_{k-2} , respectively.

The corresponding jerk projection, or the second velocity derivative, is defined as:

$$G_{ix}|_{t=t_k} = \frac{d^2 v_{ix}}{dt^2} = \bar{T}[t] D^2 T^{-1} \bar{v}_{ix}, \quad (8)$$

where

$$T = \left\| \begin{matrix} 1 & t_k & \frac{t_k^2}{2!} \\ 1 & t_{k-1} & \frac{t_{k-1}^2}{2!} \\ 1 & t_{k-2} & \frac{t_{k-2}^2}{2!} \end{matrix} \right\|, \quad D = \left\| \begin{matrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{matrix} \right\| \quad (9)$$

– Taylor matrix and Taylor series differentiation matrix, respectively.

Analyzing (8) we can see that the projection of the jerk is numerically equal to the third factor of the Taylor polynomial c_3 . This fact is used to simplify the software implementation of the presented algorithm.

Obviously, the projection of the jerk G_{iy} is similar.

Having thus obtained the tabular functions $G_{ix}(t)$ and $G_{iy}(t)$, we find the current value of the modulus of the jerk in the time interval Δt :

$$G_i^{rms} = \sqrt{\frac{1}{\Delta t} \int_t^{t+\Delta t} G_i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\Delta t} \sum_{k=1}^{KI} (G_{ixk}^2 + G_{iyk}^2) \cdot (t_k - t_{k-1})}, \quad (10)$$

where KI the number of steps of integration over time, in the time interval Δt .

Comparing the current value of the module G_i with G_i^{rms} the number of blows i -th millstone KU_i is counted, provided:

$$G_i \geq G_i^{rms} \Rightarrow KU_i = KU_i + 1. \quad (11)$$

The momentum of force at each moment of impact of the i -th millstone is determined by the expression:

$$S_{ij} = m_i \left((v_{ix}^{end} - v_{ix}^{start})^2 + (v_{iy}^{end} - v_{iy}^{start})^2 \right), \quad (12)$$

where m_i is the mass of the i -th millstone; $v_{ix}^{start}, v_{iy}^{start}$ are projections of the velocity of the center of mass of the i -th millstone at the beginning of the j -th impact ($j = \overline{1, KU_i}$); $v_{ix}^{end}, v_{iy}^{end}$ are projections of the veloc-

ity of the center of mass of the i -th millstone at the end of the j -th impact ($j = \overline{1, KU_i}$).

The average value of the momentum of the i -th millstone for time Δt :

$$S_{usi} = \frac{1}{\Delta t} \int_t^{t+\Delta t} S_i dt = \frac{1}{KU_i} \sum_{j=1}^{KU_i} S_{ij} \quad (13)$$

further used to calculate the average value of the pulse of the impact force of all millstones, according to (2).

Let us graphically illustrate this way of determining the performance indicator P_m according to (1), on the example of a mill with a working volume of 2090 cm^3 , fed by a three-phase voltage of 20 V with compensating capacitors. The inductor winding is wye (Y) connected, and power is supplied at a frequency of 50 Hz in order to reduce the cost of the mill control system. Its main dimensions are: the estimated length of the core is 185 mm, the diameter of the working chamber is 120 mm. The magnetic circuit of the inductor is made of electrical steel grade M600-50A, the number of poles is $2p = 2$, the wall thickness of the working chamber is 5 mm, the number of turns in phase is 60, the active resistance of the winding phase is 32,6 mOhm; its inductance (excluding the saturation of the magnetic circuit) is 0,677 mH.

The average magnetic induction in the working chamber was $\approx 0.12 \text{ T}$, the size of the millstones are

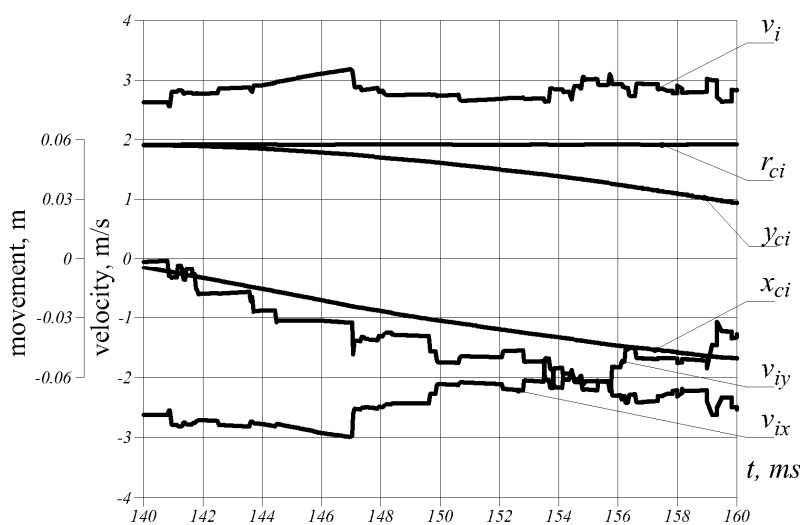


Fig. 2

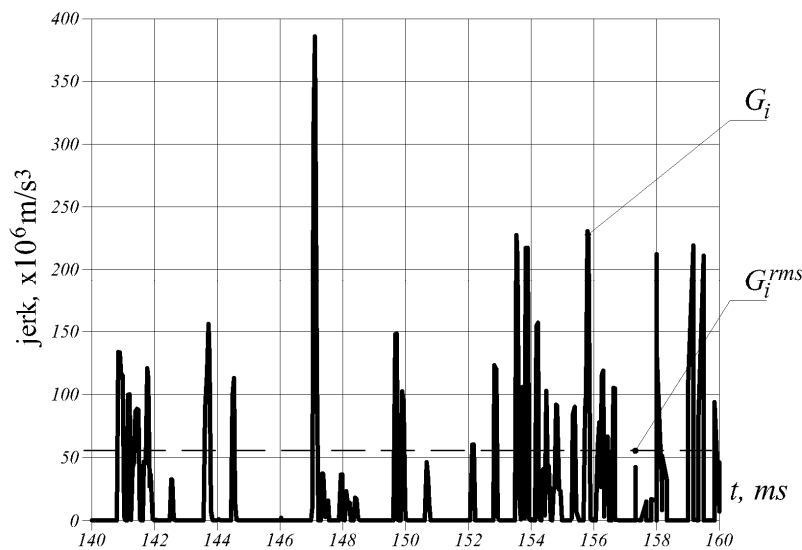


Fig. 3

abrupt change in the projections of the speed of the millstone and the appearance of the oscillation of the jerk can be seen in Fig. 4, where one coordinate plane shows the time dependences of these values during one of

$d_m = 4,0 \text{ mm}$ and $l_m = 8 \text{ mm}$, the level of filling the working chamber millstones was 10%, while the level of filling with the particles of the working substance was 25%. The estimated duration of the transition process was 0.16 s. The average and current values of the calculated indicators of this process were determined during the last period, namely in the time range of $0.14 \div 0.16 \text{ s}$.

Thus, Fig. 2 shows the solutions of the DAEs of the model [8], which describe the motion of a single millstone ($i = 22$) in the middle of the working chamber, namely, the

dependence on the time of projections and modules of movement and linear velocity.

Applying to the tabular functions $v_{22x}(t)$ and $v_{22y}(t)$ alternately the expression (8) obtained first the projection of the jerk G_{22x} , G_{22y} and then, according to (4), its modulus G_{22} . The time dependence of the modulus of the jerk (4) of the millstone $i = 22$ is shown in Fig. 3. The effective value of the jerk G_{22}^{rms} , calculated during the above time range by (10), is shown in the figure by a dotted horizontal line.

The correspondence between the

the blows. Let's recall that the dependence $G_{22}(t)$ is used to count the number of blows of the millstone KU_{22} , based on the condition (11).

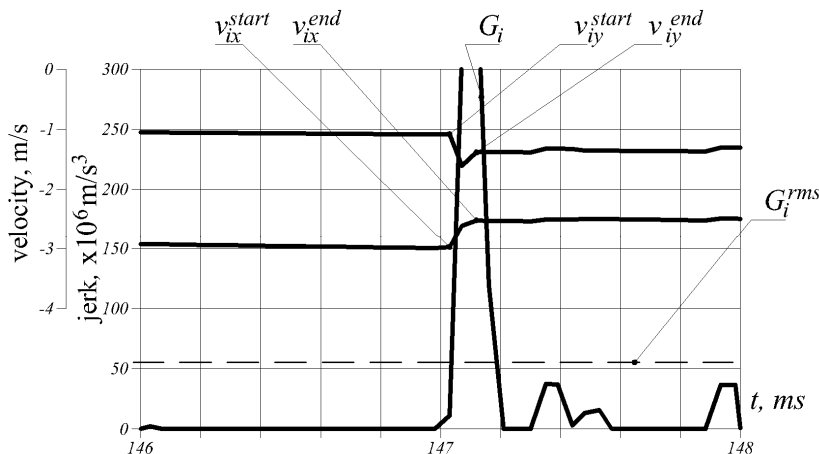


Fig. 4

The values of the projections of the linear velocity at the beginning of the blow v_{22x}^{start} , v_{22y}^{start} and at its completion v_{22x}^{end} , v_{22y}^{end} , appearing in (12), are also shown in Fig. 4.

After performing all the above calculations, it was found that during the time interval $0.14 \div 0.16$ s for the millstone $i = 22$ there were 24 blows, the momentum of the force at the time of impact, shown in Fig. 4, is equal to $2,293 \times 10^{-4}$ Ns. The average momentum of this

millstone for (13) is $7,007 \times 10^{-5}$ Ns.

The average number of blows calculated for the whole set of millstones ($n_m = 36$) for a fixed interval based on (2) is $k_{us} = 21,11$ pcs. and the average pulse is $S_{us} = 3,263 \times 10^{-5}$ Ns. Therefore, the performance of the mill P_m in this mode is 1.35×10^{-2} .

5. Analysis of the Results. We will demonstrate the application of the presented method for estimating the performance of EMM in a mathematical experiment, the purpose of which is to study the effect of the working chamber filling on this indicator.

The experiment was performed for the mill which dimensions and winding data of which were mentioned above. Diameters of millstones is $d_m = 2$ and 4 mm, the size ratio is $l_m / d_m = 2$, the diameters of ground particles (≈ 5 mm) and the level of the working chamber filling with them ($\approx 15\%$) were considered fixed. An independent variable in this experiment was the level of filling the working chamber with millstones k_w . Its value varied discretely in the range of $k_w = 5; 10; 15; 20; 25\%$.

The unknown or dependent variables were: the average number of blows of one millstone k_{us} , the total number of blows of all millstones k_u and the average value of the pulse of the force of these blows S_{us} for a fixed period of time 0.02 s.

At the initial stage of the experiment using the model described in [4], the vector function of the vector argument was calculated in tabular form, which reflects the dependence of the electrodynamic force F_m acting on the millstone in the middle of the working chamber on the phase of the resulting MRS of the inductor winding φ , the length of the radius vector of the center of mass of the millstone r , the angle of inclination of this radius vector γ .

It served as input for the mathematical model [8], which was used to determine the above dependent variables.

The results of such calculations, their analytical evaluation allow to link the dependent and independent variables and observe the causal relationships between them. In particular, the functional dependences of the above indicators on the level of the working chamber filling with millstones k_w indicate the following (Table, Fig. 5, a). The number of blows of the millstones k_u and k_{us} increases with increased filling k_w , which is simply due to the increase in the number of millstones. The momentum of the force increases S_{us} weakly due to the slow increase in the speed of its movement.

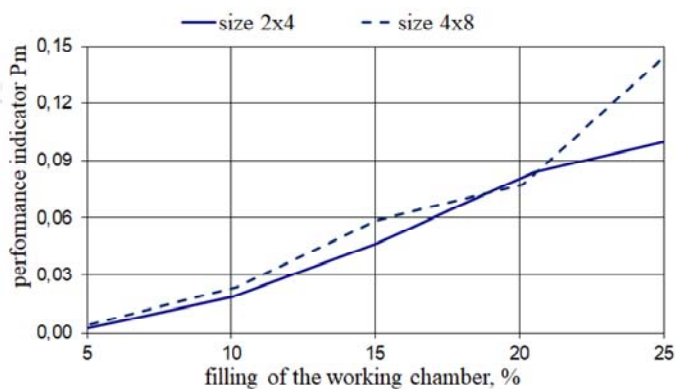
The performance index in the cases corresponding to the diameters of the millstones 2 and 4 mm increases almost equally to the filling at the level $k_w = 20\%$, and only further, for the millstones of larger diameter there is a more intensive growth. Also, our researches show that at bigger diameters of a millstone

the maximum of performance is reached at $l_m/d_m = 1$. An increase in the size of the millstones, such as their length, leads to an increase in the momentum of the impact force, but the number of collisions in this case will fall. The low filling of the working chamber with millstones encourages their accumulation in the vicinity of the working chamber wall, and the particles of the working substance seem to “float” over this accumulation. The grinding capacity in this case is also weak. On the other hand, overfilling of the working chamber, especially in cases where the average size of the millstone is relatively smaller than the average particle size of the working substance, enhances the effect of comprehensive coverage of these particles by the millstones. The mutual movement of these components decreases and the grinding efficiency decreases accordingly.

Results of mathematical experiments for millstones with a diameter of 2.0 and 4.0 mm

No.	Diameter x length of the millstone, mm	Filling of working chamber k_w , %	Number of millstones n_m	Number of blows k_{us}	Momentum of force S_{us} , Ns	Indicator P_m
1	2,0x4,0	5,02	71	23,39	6,871E-06	0,00220
2	2,0x4,0	10,04	142	30,99	7,802E-06	0,01839
3	2,0x4,0	15,00	212	32,72	8,233E-06	0,04637
4	2,0x4,0	20,51	290	35,10	8,447E-06	0,08386
5	2,0x4,0	25,04	354	34,83	8,063E-06	0,09986
6	4,0x8,0	5,09	18	27,83	4,55E-05	0,00449
7	4,0x8,0	10,19	36	25,69	4,693E-05	0,02367
8	4,0x8,0	15,00	53	24,70	5,518E-05	0,05864
9	4,0x8,0	20,09	71	25,54	4,418E-05	0,07753
10	4,0x8,0	25,18	89	29,38	5,588E-05	0,14671

a)



b)

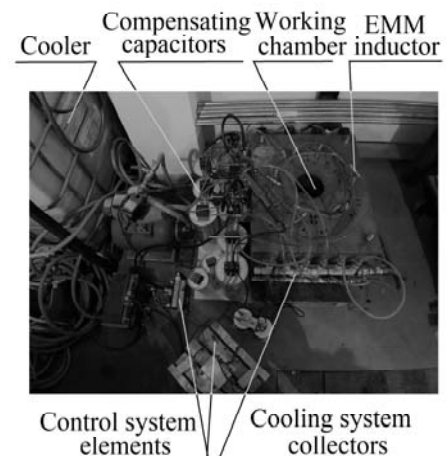


Fig. 5

We plan to test this way of determining performance and identifying the connection with the design parameters on the model of EMM with a diameter of the working chamber 120 mm (Fig. 5, b).

Conclusions.

1. Methods of calculation of millstones movement dynamics indicators, namely full number of their collisions (blows) and average impulse of force of these collisions are developed. The method of identifying the moments of collisions of millstones with other elements is based on the analysis of their trajectories, namely the calculation of a vector quantity called a jerk.

2. It is established that the design indicators of EMM – the diameter and length of the millstone, the level of filling the volume of the working chamber, and indicators of the dynamics of the millstone – specific number of collisions, total number of collisions, average momentum, characterize the grinding/mixing efficiency. Taking this fact into account, an original way for quantifying EMM performance was developed, based on the calculation of the so-called performance indicator (1), which takes into account the influence of the number of millstone collisions, the average momentum of these collisions and the filling level of the mill.

3. Based on the analysis of data from mathematical experiments, it was found that

- the total number of blows decreases with increased length of the millstone or its diameter, and

increases with increased filling of the working chamber;

- the average pulse of force increases with increased size of the millstone, and decreases with increased filling of the working chamber.

4. It is assumed that the proposed performance indicator, as a scalar function, has a maximum point in the space of three design parameters of the EMM (independent variables) – the diameter of the millstone, its length and the level of filling the volume of the working chamber.

1. Logvinenko D.D., Shelyakov O.P. Intensification of technological processes in devices with a vortex layer. K.: Tekhnika, 1976. 144 p. (Rus)
2. Ogonowski S., Wolosiewicz-Glab, M., Ogonowski Z., Foszcz D., Pawelczyk M. Comparison of wet and dry grinding in electromagnetic mill. *Minerals*. 2018. No 8(4). P. 138. DOI: <https://doi.org/10.3390/min8040138>
3. Ershov D.V. Mechanochemical activation of carbon materials in an apparatus with a vortex layer. *Izvestiya vyisshih uchebnykh zavedeniy. Himiya i himicheskaya tehnologiya*. 2008. Vol. 51(11). Pp. 81-83. (Rus)
4. Calus D., Makarchuk O. Analysis of interaction of forces of working elements in electromagnetic mill. *Przegland Electrotechniczny*. 2019. No 12. Pp. 64-69. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2019.12.12>
5. Styla S. Laboratory studies of an electromagnetic mill inductor with a power source. *ECONTECHMOD: An International Quarterly Journal on Economics of Technology and Modelling Processes*. 2017. Vol. 6. No 2. Pp. 109-114.
6. Titov D.P. Rotor operation in the vortex layer apparatus. *Vestnik Belgorodskogo gosudarstvennogo tehnologicheskogo universiteta im. V.G. Shuhova*. 2020. No 3. Pp. 114-120. (Rus)
7. Sławiński K., Knaś K., Gandor M., Balt B., Nowak W. Młyn elektromagnetyczny i jego zastosowanie do mielenia i suszenia węgla. *Piece przemysłowe & kotły*. 2014. No 1-2. Pp. 21-25. (Pol)
8. Makarchuk O., Calus D., Moroz V. Mathematical model to calculate the trajectories of electromagnetic mill operating elements. *Tekhnihna Electrodynamika*. 2021. No 2. Pp. 26-34. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.026>
9. Volkov V.S., Bezzubtseva M.M., Zagaevski N.N. The issue of designing electromagnetic disk mechanoactivation in the apparatus-technological production systems, feed additives. *Sovremennyye naukoemkie tehnologii*. 2015. No 11. Pp. 11-13. (Rus)
10. Wegehaupt J., Buchczik D., Krauze O. Preliminary studies on modelling the drying process in product classification and separation path in an electromagnetic mill installation. IEEE. 22nd International Conference on *Methods and Models in Automation and Robotics* (MMAR). Miedzyzdroje, Poland, August 28-31, 2017. Pp. 849-854. DOI: <https://doi.org/10.1109/MMAR.2017.8046939>
11. Filts R.V. Taylor vector basis function and its application in problems of electrodynamics. *Izvestiya vuzov Elektromehanika*. 1989. No 9. Pp. 5-10. (Rus)

УДК 621.926.9

ДОСЛІДЖЕННЯ ПОКАЗНИКІВ ПРОДУКТИВНОСТІ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО МЛИНА

О. Макаρχук^{1,2}, Д. Цалус²

¹Національний університет „Львівська політехніка”,

вул. С. Бандери 12, Львів, 79013, Україна, e-mail: oleksandr.v.makarchuk@lpnu.ua .

²Університет „Ченстоховська політехніка”,

вул. Армії Крайовей 17, 42-200 Ченстохова, Польща,

e-mail: o.makarchuk@el.pcz.czest.pl; dc@el.pcz.czest.pl .

Праця присвячена розробці способу кількісної оцінки продуктивності електромагнітного млина – пристрою, що забезпечує перетворення електричної енергії у енергію механічної взаємодії робочих елементів (жорен) з речовиною, що розмелюється/перемішується. Пропонований спосіб заснований на обробці результатів розрахунку траєкторій феромагнітних жорен електромагнітного млина, що рухаються в обертовому магнітному полі під дією електродинамічних сил і сил гідродинамічного опору та обмежені простором робочої камери. Обчислюються середні значення кількості ударів, імпульсу сили цих ударів, лінійної швидкості жорен та значення ривка. Запропонований вираз обчислення інтегрального безрозмірного показника продуктивності вираховується на підставі вищезазначених величин та дає змогу зв'язати продуктивність процесу розмелювання з конструкційними показниками індуктора млина, розмірами його робочої камери, кількістю, формою, розмірами жорен та ін. Наведено результати математичних експериментів з визначення цього показника продуктивності для електромагнітного млина з робочим об'ємом 2090 см³ та середнім значенням магнітної індукції у робочій камері $\approx 0,12$ Тл. Спосіб потребує експериментального підтвердження. Бібл. 11, рис. 5, табл. 1.

Ключові слова: електромагнітний млин, розмелювання, перемішування, продуктивність млина, ефективність млина, кількість ударів жорен, імпульс сили жорна, ривок жорна.

Надійшла 25.08.2021

Остаточний варіант 01.11.2021

ЗАЛЕЖНІСТЬ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПРОЦЕСІВ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ЕЛЕКТРОРОЗРЯДНИХ СВЕРДЛОВИННИХ КОМПЛЕКСІВ "СКІФ" ВІД ХАРАКТЕРИСТИК НАВАНТАЖЕННЯ

О.В. Хвоцан^{*}, канд.техн.наук, О.П. Смірнов^{**}, канд.техн.наук
Інститут імпульсних процесів і технологій НАН України,
пр. Богоявленський, 43А, Миколаїв, 54018, Україна,
e-mail: khvoshchan@gmail.com

Визначено залежності електричних параметрів наземної та занурювальної частин зарядного пристрою електророзрядного свердловинного комплексу "Скіф-100М" від особливостей змінення електричних характеристик активно-реактивного навантаження у разі використання сучасних геофізичних кабелів довжиною до 10 км, які мають активний опір від 24 до 644 Ом, ємність – від 0,2 до 1,8 мкФ та індуктивність – від 2,9 до 31 мГн. На основі аналізу перехідних процесів у зарядному колі такого комплексу визначено нові залежності та умови задля підвищення потужності зарядки накопичувального конденсатора, вихідної потужності і напруги наземної частини його джерела живлення від параметрів навантаження. Обґрунтовано необхідні енергетичні параметри окремих елементів універсального занурювального зарядного пристрою для підвищення енергоефективності та продуктивності роботи високовольтних електророзрядних свердловинних комплексів типу "Скіф" в указаному діапазоні навантаження. Отримані результати забезпечать ефективну модернізацію вітчизняного електророзрядного занурювального обладнання таких комплексів (зокрема їхніх наземних джерел живлення та занурювальних зарядних блоків). Це поширить сферу їхнього застосування в нафтогазовій промисловості України та збільшить привабливість інвестування в економіку України закордонних компаній, які здійснюють обробку нафтових свердловин у різних країнах світу. Бібл. 11, рис. 4, табл. 3.

Ключові слова: перехідні електричні процеси, електророзрядний занурювальний комплекс, зарядний пристрій, геофізичний електрокабель, активно-реактивне навантаження.

Вступ. У світовій практиці до 30% поточного видобутку нафти і газу досягається завдяки відновленню недіючих свердловин, зокрема з використанням високовольтних електророзрядних комплексів, які здатні формувати у рідині хвилі великого тиску та інші чинники, що впливають на зону перфорації свердловин та підвищують їхню продуктивність (дебіт) [1]. Комплекси такого типу дають змогу підвищувати продуктивність не тільки нафтових, а й водозабірних і дегазаційних свердловин.

Всі електророзрядні свердловинні комплекси відомих компаній I-Pulse (Франція) [2], Blue Spark (Канада) [3], Інституту імпульсних процесів і технологій НАН України [4] та Новас (Росія) занурюють блоки електророзрядного пристрою, ємнісного накопичувача енергії, електродної системи і високовольтного комутатора безпосередньо в зону нафтового пласта. Ці комплекси використовують розрядні напруги від 2,5 до 30 кВ та енергію розрядних імпульсів від 1 до 2 кДж. Комутація енергії в розрядному колі може бути керованою і некерованою, а для перетворення електроенергії в акустичну застосовують електричний вибух провідників та вільний електроіскровий розряд у рідині свердловини або у спеціальному водному розчині з заданими характеристиками.

В останні роки в усіх країнах світу спостерігається тенденція збільшення видобутку нафти з похилих і горизонтальних свердловин, тому в занурювальних частинах високовольтних свердловинних комплексів використовують сучасні одно-, три-, семижильні геофізичні кабелі довжиною до 10 км, які мають різні електричні характеристики. Так, їхній питомий електричний опір може змінюватися від 10 до 41 Ом/км, питома ємність – від 0,06 до 0,2 мкФ/км, хвильовий опір – від 45 до 100 Ом, робоча напруга – від 660 до 1500 В. Наявне обладнання не завжди дозволяє урахувати змінення електричних характеристик кабелів та реалізувати енергоефективні режими електророзрядних комплексів, тому проведення досліджень енергетичних процесів у їхніх електричних колах з метою розширення області використання обладнання є актуальною задачею.

Аналіз досліджень і публікацій. Особливістю зарядних кіл занурювальних електророзрядних свердловинних комплексів є багатоступеневе перетворення енергії, пов'язане з необхідністю її передачі від наземної частини до зануреної через кабельну лінію, яка є додатковим активно-

реактивним навантаженням. На рис. 1, а наведено блок-схему електророзрядної свердловинної установки "Скіф-100М" [1] з такою лінією, де ЗП – зарядний пристрій, ЄН – ємнісний накопичувач, ВК – високовольтний комутатор, ЕС – електродна система, ЗК – з'єднувальний кабель.

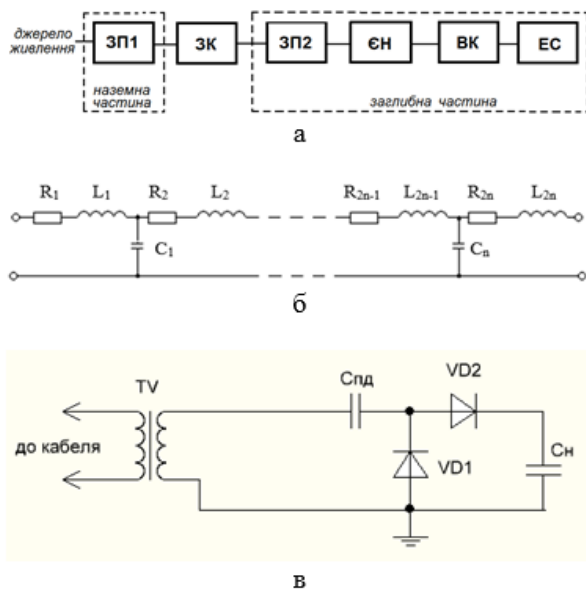


Рис. 1

з'єднує наземну та занурювальну частини, і вплив його активно-реактивного опору на перехідні процеси в колах заряду конденсаторів, автори вибирали кабелі за такими характеристиками: робоча напруга $U_{каб}$, питома ємність між жилами $C_{жж}$ та між жилою і бронею $C_{жб}$, питома індуктивність між жилами $L_{жж}$ та між жилою і бронею $L_{жб}$, питомий активний опір жили $R_{ж}$ та броні $R_{б}$, електричний опір ізоляції $R_{із}$, які приведено у табл. 1.

Таблиця 1

Марка кабелю	$U_{каб}$ В	$C_{жж}$ пФ/м	$C_{жб}$ пФ/м	$L_{жж}$ мГн/км	$L_{жб}$ мГн/км	$R_{ж}$ Ом/км	$R_{б}$ Ом/км	$R_{із}$ МОм·км
одножильні								
1-FT-380-12/18-G-19	1500	-	128	-	1,32	9,2	4,92	457
1-FT-288-12/18-G-19	1500	-	180	-	1,6	9,2	9,2	457
КГ 1x1,5-75-150	660	-	65	-	1,08	13,2	4,2	20000
КГ 1x6-65-150	1500	-	120	-	0,95	3,11	5,0	20000
трижильні								
ЗQ37RP	1200	154	-	1,67	-	23,3	5,6	457
КГ 3x1,5-98-150	660	150	-	1,56	-	13,2	4,0	20000
КГ 3-60-90*	1000	102	-	3,1	-	28,5	4,0	10000
семижильні								
7Q49RTZZ-EEHS	1200	89	-	2,33	-	32,2	3,3	457
КГ 7x1,5-100-150	660	150	-	1,64	-	13,2	3,7	20000
КГ 7-68-180*	1000	90	-	2,8	-	25,0	4,0	10000

* марку використано для розрахунку перехідних процесів у зарядному колі розробленої установки «Скіф-100М»

Виявлено, що за зростання довжини кабелів від 3 до 10 км їхнє активно-реактивне навантаження суттєво змінюється, зокрема електричний опір жили кабелю зростає від 10 до 250 Ом, а ємність – від 0,2 до 1,8 мкФ. Це суттєво зменшує енергоефективність розроблених раніше комплексів, тому проведення додаткових досліджень, спрямованих на розширення області їхнього використання, є актуальною науковою задачею.

Метою роботи є визначення залежностей електричних параметрів наземної та занурювальної частин зарядного пристрою електророзрядного свердловинного комплексу "Скіф-100М" від особливостей змінення електричних характеристик активно-реактивного навантаження у разі використання

сучасних геофізичних кабелів довжиною до 10 км задля виявлення умов підвищення потужності зарядки накопичувальних конденсаторів і вихідної потужності всього комплексу.

Допущення під час моделювання. Під час аналізу перехідних електричних процесів наземний зарядний пристрій (наземне джерело живлення) ЗПІ представлено джерелом періодичної напруги $U_{\text{ек}}$. З урахуванням результатів [5] щодо впливу проміжної частоти перетворення зарядної напруги на електричні, теплові та масогабаритні показники ЗП, частоту джерела напруги обрано 3 кГц, а форму імпульсів напруги – трапецеїдальною, близькою до прямокутної (період 333,3 мкс, а час зростання і спадання імпульсу від нульового значення до максимального 1 мкс). Досліджувався вплив навантаження на середньоквадратичну величину повної потужності для визначення її пікового значення $S_{\text{ек}}$. Ця характеристика визначає необхідну вихідну потужність наземного джерела живлення установки.

ЗК є лінією з розподіленими активними і реактивними електричними параметрами. В розрахунках його представлено ланцюговою схемою заміщення (рис. 1, б) з n Т-образних ланок [5].

Параметри схеми заміщення ЗК розраховано за формулами

$$R_1 = R_2 = \dots = R_{2n} = \Sigma R_i \cdot l_k / (2 \cdot n); \quad (1)$$

$$C_1 = C_2 = \dots = C_n = C_i \cdot l_k / n; \quad (2)$$

$$L_1 = L_2 = \dots = L_{2n} = L_i \cdot l_k / (2 \cdot n), \quad (3)$$

де ΣR_i – сумарний питомий опір жил та броні кабелю, які підключено до зарядного кола пристрою, Ом/м; C_i – питома ємність між жилами $C_{\text{жж}}$, Ф/м або між жилою і бронею $C_{\text{жб}}$, Ф/м; L_i – питома індуктивність між жилами $L_{\text{жж}}$, Гн/м або між жилою і бронею $L_{\text{жб}}$, Гн/м; l_k – довжина кабелю, м; n – кількість Т-образних ланок.

Кількість ланок ланцюгової схеми заміщення ЗК розраховано за формулою

$$n = l_k \cdot \sqrt{\frac{|\Sigma R_i \cdot G_i - \omega_0^2 \cdot L_i \cdot C_i|}{12 \cdot (K^2 - 1)}}, \quad (4)$$

де $G_i = 1/R_{i3}$ – поперечна активна провідність ізоляції між прямим і зворотним провідниками, См/м; R_{i3} – електричний опір ізоляції, Ом·м; $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f$ – кругова частота, рад/с; f – частота струму в лінії, Гц; K – похибка заміни довгої лінії її ланцюговою схемою (від 0 до 1).

Розрахунок питомої індуктивності з'єднувальної кабельної лінії ($L_{\text{жж}}$ або $L_{\text{жб}}$) проведено за методикою [7]. Результати розрахунку питомої індуктивності ЗК та мінімальної кількості ланок (збільшеної до найближчого цілого числа) для похибки 0,99 і довжин різних марок кабелю 5 і 10 км (відповідно n_5 та n_{10}) наведено у табл. 2.

Таблиця 2

Марка кабелю	L , мГн/км	n_5	n_{10}
1-FT-380-12/18-G-19	1,32	3	5
1-FT-288-12/18-G-19	1,6	4	7
КГ 1×1,5-75-150	1,08	2	4
КГ 1×6-65-150	0,95	3	5
3Q37RP	1,67	4	7
КГ 3×1,5-98-150	1,56	3	6
КГ 3-60-90	3,1	4	7
7Q49RTZZ-EEHS	2,33	3	6
КГ 7x1,5-100-150	1,64	3	6
КГ 7-68-180	2,8	4	7

Під час моделювання перехідних процесів у зарядному колі реальний кабель замінено його ланцюговою схемою, що містить $n = 10$ ланок. Похибка такої заміни не перевищує 1 %.

Сучасні геофізичні кабелі здатні передавати напругу не більше 1500 В, проте номінальна напруга зарядки конденсаторів ємністю 2,4 мкФ комплексів "Скіф" становить 30 кВ [1]. Тому передача енергії від наземного зарядного пристрою до зануреної частини комплексу змінним або постійним струмом для зарядки накопичувальних конденсаторів до номінальної напруги вимагає використання різних рішень.

За паралельного з'єднання конденсаторів в одну батарею необхідно враховувати процеси перерозподілу енергії між ними [8] та залежність втрат електричної енергії від співвідношень їхніх ємностей та початкових і кінцевих напруг [9]. Для підвищення енергетичних характеристик пристроїв заряду високовольтних конденсаторів установок використовують подвійні резонансні контури [10] та спеціальні малоіндуктивні конструкції [11].

На основі аналізу схемо-технічних і конструктивних рішень пристроїв заряду конденсаторів у

роботі було обрано схему занурювального зарядного пристрою ЗП2, показано на рис. 1.

Змінна напруга на виході з'єднувальної кабельної лінії підвищується високовольтним трансформатором TV, потім вона випрямляється й подвоюється несиметричною схемою подвоєння, що використовує дозуючий конденсатор ємністю C_{nd} та діоди VD1 і VD2. Така схема передбачає зарядку ємнісного накопичувача C_n до напруги 30 кВ. Високовольтний комутатор ВК розряджає конденсатор C_n його підключенням до розрядного кола.

Під час моделювання перехідних процесів зроблено припущення:

– моделі всіх активних, реактивних і напівпровідникових елементів та джерел сигналів взято зі стандартних бібліотек програми PSpice;

– високовольтний трансформатор TV прийнято ідеальним (тобто враховано лише його коефіцієнт трансформації K_{mp}), усі електричні параметри елементів схеми приведено до його первинної обмотки (в подальшому усі приведені параметри позначено символом (')), наприклад, C_n – ємність накопичувального конденсатора комплексу, а C_n' – приведені значення цієї ємності);

– розрахунок коефіцієнта трансформації K_{mp} узгоджувального трансформатора TV та дозуючої ємності C_{nd} виконано за формулами

$$K_{mp} = 30000 / U_c' ; \quad (5)$$

$$C_{nd} = C_n' / K_{mp}^2, \quad (6)$$

де U_c' – величина розрядної напруги на накопичувальній ємності C_n' для відповідного режиму роботи схеми, В; C_{nd} – ємність дозуючого конденсатора схеми подвоєння, Ф;

– під режимом роботи схеми приймалося досягнення певної усередненої за період зарядно-розрядного циклу потужності (в подальшому корисної потужності P), з якою відбувалася зарядка накопичувача ЄН (рис. 1, а). У роботі в залежності від величини активно-реактивного навантаження кабельної з'єднувальної лінії ЗК отримано набори електричних параметрів елементів схем для трьох режимів роботи схеми. В першому режимі визначено найбільшу корисну потужність P_{max} для найменшого часу зарядки ЄН та збільшення частоти зарядно-розрядних циклів, що призводить до зменшення часу обробки свердловини. В другому визначено шлях отримання корисної потужності $P_{200} = 200$ ВА, що відповідає номінальному режиму роботи комплексу "Скіф-100М" [4], у разі зарядки ЄН ємністю 2,4 мкФ до напруги 30 кВ за час 5 с і реалізації повторних зарядно-розрядних циклів до отримання технологічного ефекту. В третьому режимі оцінювалася можливість досягнення корисної потужності $P_{1000} = 1000$ ВА. Він відповідає номінальному режиму роботи експериментального занурювального комплексу, що забезпечує зарядку ЄН ємністю 2,4 мкФ до напруги 30 кВ за час 1 с.

Аналіз отриманих результатів. Результати дослідження режиму найбільшої корисної потужності зарядки конденсатора занурювального свердловинного комплексу за умов передачі одно-, три- або семижильним з'єднувальним кабелем довжиною від 3 до 10 км змінної напруги наведено на рис. 2, де зображено залежності найбільшої корисної потужності зарядки конденсатора P_{max} (рис. 2, а) та вихідної потужності наземного джерела живлення комплексу S_{ex} (рис. 2, б) від довжини трижильного з'єднувального кабелю l_k (відповідні індекси: 1 – кабель КГ 3-60-90; 2 – кабель КГ 3×1,5-98-150; 3 – кабель 3Q37RP). Цей граничний режим можна отримати за умов подачі в кабель з джерела живлення найбільшої можливої напруги.

Значимо, що в деяких випадках через резонансні явища у разі використання кабелю довжиною менше певної величини діюче значення напруги на його зануреному кінці перевищує значення на наземному кінці, тому задля уникнення пробою кабелю слід зменшувати вихідну напругу наземного джерела. Відповідні залежності найбільшої корисної потужності зарядки та вихідної потужності наземного джерела з урахуванням обмеження напруги представлено з позначкою "о" (наприклад, P_{max1_o} або S_{ex2_o}).

Аналогічні залежності для семижильних кабелів зображено на рис. 2, в-г (індекси: 1 – кабель КГ 7-68-180; 2 – кабель КГ 7×1,5-100-150; 3 – кабель 7Q49RTZZ-EEHS), а для одножильних кабелів – на рис. 2, д-е (індекси: 1 – кабель КГ 1×1,5-75-150; 2 – кабель КГ 1×6-65-150; 3 – кабель 1-FT-380-12/18-G-19; 4 – кабель 1-FT-288-12/18-G-19) відповідно.

Аналіз залежностей на рис. 2 вказує, що корисна потужність зарядки конденсатора комплексу перевищує 200 ВА у разі використання більшості розглянутих кабелів довжиною до 10 км.

Порівняно великі показники комплексного опору в зарядному колі, на який впливають питомий активний опір (від 46,6 до 64,4 Ом/км) та питома ємність (від 0,089 до 0,154 мкФ/км) не дали змоги отримати таку потужність на кабелях марок КГ 3-60-90, 3Q37RP, 7Q49RTZZ-EEHS довжиною

10 км. Крім того, в цих випадках для досягнення потужностей від 150 до 160 Вт наземний зарядний пристрій має проектуватися на вихідну потужність до 12 кВА (за використання 3Q37RP) або 8 кВА (за 7Q49RTZZ-EEHS). Серед сучасних багатожильних кабелів найкращі електричні питомі параметри мають кабелі типу КГ 3×1,5-98-150 та КГ 7×1,5-100-150.

Отримані результати забезпечують розрахунок найбільш доцільних параметрів елементів занурювальних зарядних пристроїв ЗПІ за найбільшої корисної потужності зарядки конденсатору комплексу у разі використання різних довжин приведених марок кабелю. Проте важливим є створення універсального занурювального зарядного пристрою для забезпечення роботи комплексу з усіма розглянутими сучасними кабелями за їхньої довжини від 3 до 10 км.

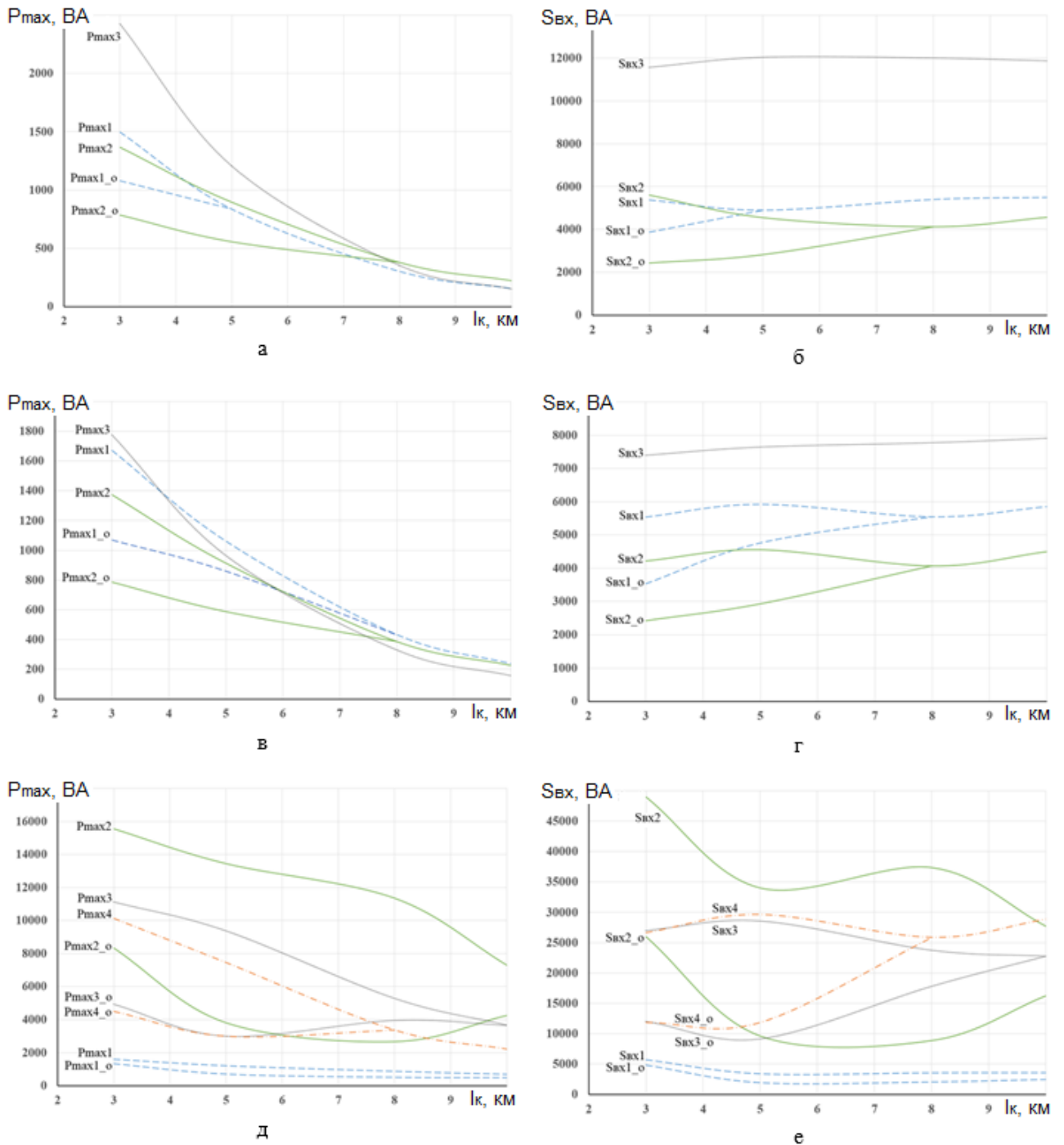


Рис. 2.

У табл. 3 приведено результати розрахунку коефіцієнта трансформації узгоджувального трансформатора, розрахованого за формулою (5) для умов найбільшої корисної потужності зарядки кон-

денсатору занурювального розрядного комплексу.

Задля досягнення зарядної напруги 30 кВ на конденсаторі установки з урахуванням активно-реактивних опорів кабельних ліній довжиною від 3 до 10 км коефіцієнт трансформації узгоджувального трансформатора має бути найбільшим, а саме 57,8. Залежність найбільшої корисної потужності від величини приведеної ємності дозуючого конденсатора схеми подвоєння C_{nd} та результати розрахунку його реальної ємності C_{nd} за формулою (6) наведено на рис. 3.

Таблиця 3

марка	довжина			
	3 км	5 км	8 км	10 км
КГ 3x1,5-98-150	25,3	24,9	39,0	56,5
3Q37RP	14,1	18,0	38,8	57,8
КГ 7x1,5-100-150	24,5	23,9	39,4	56,5
7Q49RTZZ-EEHS	13,6	16	32,0	47,6
КГ 1x1,5-75-150	24,7	24,6	24,2	24,8
КГ 1x6-65-150	11	11	10,5	10,5
1-FT-380-12/18-G-19	10,9	10,5	10,5	13
1-FT-288-12/18-G-19	10,5	10,5	15	19,1

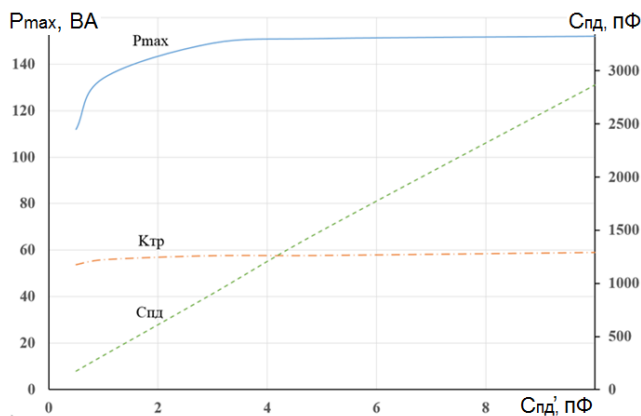


Рис. 3

3x1,5-98-150, б – 3Q37RP, в – КГ 7x1,5-100-150, г – 7Q49RTZZ-EEHS, д – КГ 1x1,5-75-150, е – КГ 1x6-65-150, ж – 1-FT-380-12/18-G-19, з – 1-FT-288-12/18-G-19).

За результатами аналізу характеристик зроблено наступні висновки:

- додаткові активно-реактивні навантаження, які вносять сучасні три- та семижильні геофізичні кабелі довжиною від 3 до 10 км до зарядного кола електророзрядних заглиблених комплексів (а саме: активний опір від 79 до 644 Ом, ємність від 0,27 до 1,54 мкФ, індуктивність від 4,68 до 28 мГн), не дають змоги отримати корисну потужність зарядки конденсатора комплексів на рівні 1000 ВА;

- необхідність роботи з багатожильними з'єднувальними лініями довжиною 10 км під час забезпечення корисної потужності на рівні 200 ВА вимагає використання сучасної імпоротної кабельної продукції;

- в залежності від довжини багатожильної з'єднувальної лінії наземне джерело живлення ЗПІ має забезпечити вихідну напругу в діапазоні від 260 до 660 В (у разі використання сучасних кабелів типу КГ) та від 350 до 1200 В (для інших сучасних кабелів), а вихідну потужність до 4,3 кВА (для сучасних кабелів типу КГ) і до 12 кВА (для інших сучасних кабелів);

- використання сучасних одножильних кабелів з робочою напругою 1500 В довжиною від 3 до 10 км дає змогу отримати корисну потужність зарядки конденсатора комплексів на рівні 1000 ВА;

- сучасні одножильні геофізичні кабелі довжиною до 3 км мають незначний активний опір і призводять до споживання суттєвої потужності на початковій стадії перехідного процесу в зарядному колі пристрою, тому залежності $S_{ex, max}$ на рис. 4, д-з мають спадаючий характер; відомими способами зменшення пікових значень вихідної потужності наземного джерела живлення можуть бути введення додаткового струмообмежувального реактивного чи активного опору до його складу або програмне керування вихідною напругою джерела живлення протягом зарядного циклу з використанням, зокрема, принципів широтно-імпульсної модуляції;

Цю залежність отримано для навантаження зарядного кола комплексу з кабелем 3Q37RP довжиною 10 км.

Аналіз залежностей на рис. 3 обґрунтував обрання таких параметрів універсального зарядного пристрою:

- коефіцієнт трансформації узгоджувального трансформатора $K_{mp} = 57,8$;

- ємність дозуючого конденсатора схеми подвоєння C_{nd} від 500 до 1000 пФ.

Отримані результати дають змогу проектувати блок ЗПІ (рис. 1) без регулювання його параметрів за автономної роботи або випробуваннях. Він має забезпечити роботу комплексу у разі змінення активно-реактивного навантаження з кабелями довжиною від 3 до 10 км.

У разі змінення вихідних електричних параметрів наземного зарядного пристрою ЗПІ як регулюючі характеристики використовуються залежності вихідної напруги U_{ex} і потужності S_{ex} наземного пристрою від довжини з'єднувального кабелю для досягнення певних корисних потужностей $P_{max}, P_{200}, P_{1000}$.

Відповідні регулюючі характеристики для різних марок кабелю наведено на рис. 4 (а – КГ

– для досягнення корисної потужності зарядки конденсатора до 200 ВА наземне джерело живлення ЗПІ має забезпечити вихідну напругу від 180 до 460 В і потужність до 2,7 кВА, а для досягнення потужності 1000 ВА – напругу від 490 до 1280 В і потужність до 21 кВА.

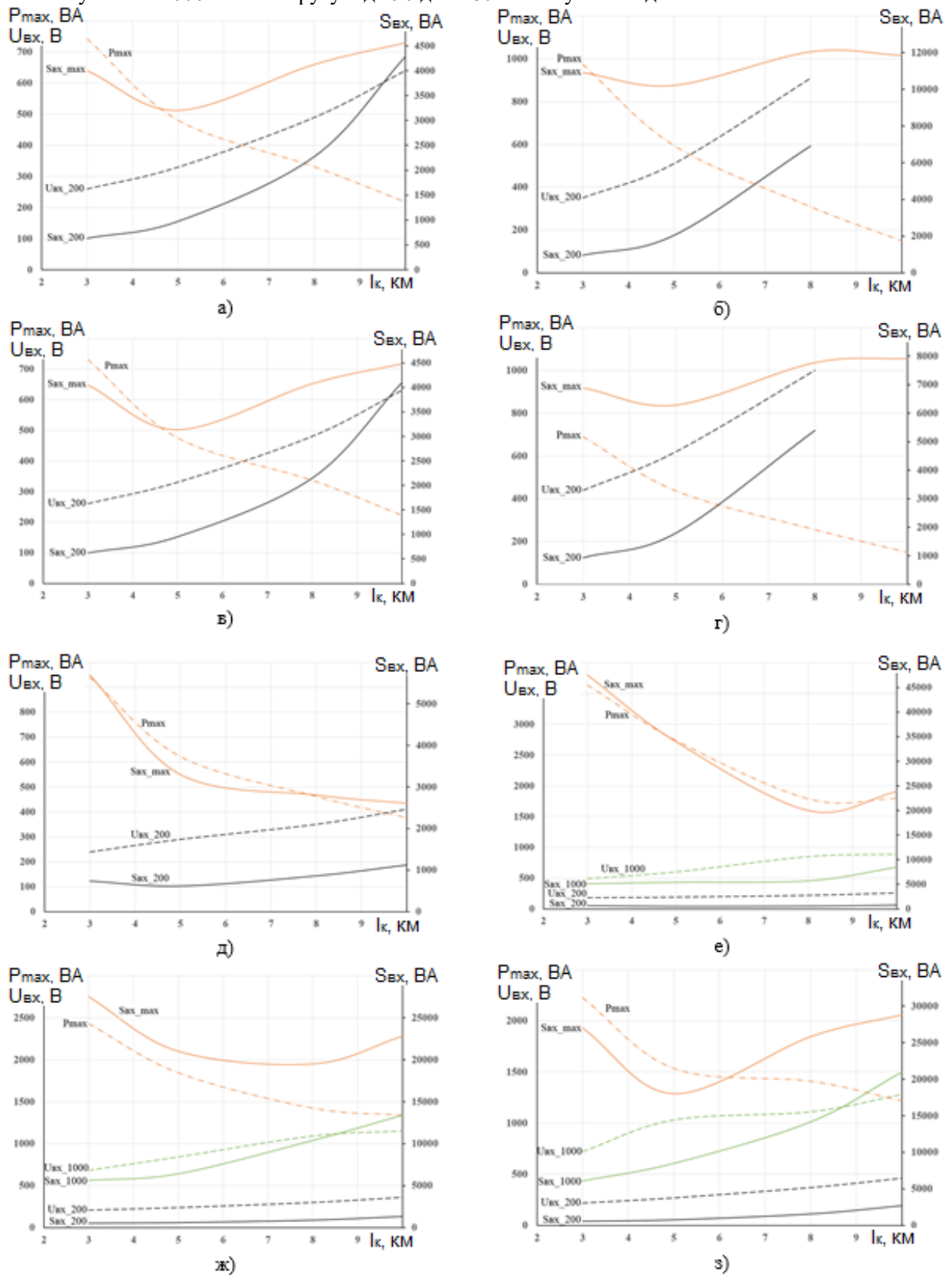


Рис. 4

Висновки. У роботі визначено залежності електричних параметрів наземної та занурювальної частин зарядного пристрою електророзрядного свердловинного комплексу "Скіф-100М" від особливостей змінення електричних характеристик активно-реактивного навантаження у разі використання сучасних геофізичних кабелів довжиною до 10 км, які мають активний опір від 24 до 644 Ом, ємність від 0,2 до 1,8 мкФ та індуктивність від 2,9 до 31 мГн. З урахуванням виявлених залежностей обґрунтовано шляхи удосконалення зарядних пристроїв таких комплексів та визначено параметри для реалізації універсального занурювального зарядного пристрою для проектування його високовольтного трансформатора та випрямляча. Визначено доцільні вихідну потужність та регульовальні характеристики наземних зарядних пристроїв електророзрядного свердловинного комплексу та рекомендації щодо зменшення пікових значень вихідної потужності наземного джерела живлення свердловинних комплексів.

Роботу виконано за бюджетною темою «Пошук шляхів модернізації зарядного пристрою для різних активно-реактивних навантажень заглиблених електророзрядних установок з метою розширення їх функціональних можливостей», державний реєстраційний номер 0120U101716, КПКВ 6541050.

1. Хвощан О.В., Жекул В.Г., Смирнов А.П. Современное состояние и перспективы развития конструкции электроразрядных погружных устройств для обработки скважин. *Електротехніка та електроенергетика*. 2019. № 3. С. 24–33.
2. I-Pulse. Oil-well production optimization. URL: https://www.ipulse-group.com/Oil_Well_Optimization (дата доступу 04.10.2021)
3. Blue Spark. URL: <https://bluesparkenergy.com> (дата доступу 04.10.2021)
4. Institute of Pulse Processes and Technologies of the National Academy of Sciences of Ukraine. Immersion Electrodischarge Device "SKIF-100M". URL: http://www.iipt.com.ua/dep43_e_4.html (дата доступу 04.10.2021)
5. Щерба А.А., Хвощан О.В., Курашко Ю.И., Швец И.С. Оптимизация режимов в зарядных цепях высоковольтных электроразрядных погружных систем для электроимпульсной обработки нефтяных скважин. *Технічна електродинаміка. Тем. випуск: Проблеми сучасної електротехніки*. 2006. Ч. 5. С. 98–101.
6. Дубовенко К.В. Моделирование зарядных цепей емкостных накопителей энергии со звеном повышенной частоты. *Електротехніка і електромеханіка*. 2006. № 3. С. 58–63.
7. Мамлеев Т.С., Давыдов А.В. Импульсная пропускная способность каротажных кабелей. *Известия УГГА. Серия: Геология и геофизика*. 2002. Вып. 15. С. 155–166.
8. Супруновская Н.И., Щерба А.А. Процессы перераспределения электрической энергии между параллельно соединенными конденсаторами. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 4. С. 3–11.
9. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric Energy Loss at Energy Exchange Between Capacitors as Function of Their Initial Voltages and Capacitances Ratio. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 9–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009>.
10. Jingdong L., Dayong H., Xingwang Y., Yong W. High voltage pulse capacitor charging power supply based on double resonant topology[J]. (2019). *High Power Laser and Particle Beams*. 2019. Vol. 31. No 4. Pp. 040021-1 – 040021-6. DOI: <https://doi.org/10.11884/HPLPB201931.180314>.
11. Zhang Y., Wu J., Li Z., Jin Y., Tian H., Li W., Li B. Design of compact high-voltage capacitor charging power supply for pulsed power application. *IEEE Pulsed Power Conference (PPC)*. Austin, USA, May 31 - June 4, 2015. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/PPC.2015.7297001>.

DEPENDENCE OF ENERGY PROCESSES OF HIGH-VOLTAGE ELECTRIC-DISCHARGE BOREHOLE COMPLEXES "SKIF" ON CHARACTERISTICS OF LOADING

O.V. Khvoshchan, A.P. Smirnov

Institute of Pulse Processes and Technologies National Academy of Sciences of Ukraine,
Bohoyavlensky Ave., 43A, Mykolaiv, 54018, Ukraine.

E-mail: khvoshchan@gmail.com

The work determines the dependences of electrical parameters of the ground and submerged parts of the charging unit of the electric-discharge borehole complex "Skif-100M" on peculiarities of changing of electrical characteristics of the active and reactive load contributed by modern geophysical cables up to 10 km long with an active resistance from 24 to 644 Ohm, capacitance from 0.2 to 1.8 μ F and inductance from 2.9 to 31 mH. New dependences and conditions to increase the charging power of storage capacitor, the output power of the complex and the voltage of ground part of its power supply from load parameters were determined on the basis of analysis of transients in the charging circuit of a

complex. There were realized necessary energy characteristics for creation of a universal submersible charging unit to increase energy efficiency and productivity of high-voltage borehole electric-discharge complexes of "Skif" type. The obtained results provide effective modernization of the domestic submersible electric-discharge equipment of such complexes (in particular, their ground power sources and submersible charging units). This extends the scope of their application in the oil and gas industry of Ukraine and increases the attractiveness of investment of foreign companies engaged in the processing of oil wells in different countries of the world to the Ukrainian economy. References 11, figures 4, tables 3.

Keywords: electrical transients, electric discharge submersible complex, charging unit; geophysical electric cable, active and reactive load.

1. Khvoshchan O.V., Zhekul V.H., Smirnov O.P. Current state and perspectives of development of design of electric discharge submersible devices for treatment of wells. *Elektrotehnika ta elektroenergetyka*. 2019. No 3. Pp. 24–33. (Rus)
2. I-Pulse. Oil-well production optimization. URL: https://www.ipulse-group.com/Oil_Well_Optimization (accessed at 04.10.2021)
3. Blue Spark. URL: <https://bluesparkenergy.com> (accessed at 04.10.2021)
4. Institute of Pulse Processes and Technologies of the National Academy of Sciences of Ukraine. Immersion Electrodischarge Device "SKIF-100M". URL: http://www.iipt.com.ua/dep43_e_4.html (accessed at 04.10.2021)
5. Shcherba A.A., Khvoshchan O.V., Kurashko Ju.I., Shvets I.S. Optimization of modes in charging circuits of high-voltage electric discharge submersible systems for electric pulse treatment of oil wells. *Tekhnichna Elektrodynamika. Problemy suchasnoi elektrotehniky*. 2006. Vol. 5. Pp. 98-101. (Rus)
6. Dubovenko K.V. Simulation of capacitor storage charging circuits with a high frequency loop. *Elektrotehnika ta elektroenergetyka*. 2006. No 3. Pp. 58-63. (Rus)
7. Mamleev T. S., Davydov A. V. Pulse capacity of logging cables. *Izvestija UGGGA. Geologija i geofizika*. 2002. No 15. Pp. 155-166. (Rus)
8. Suprunovska N.I., Shcherba A.A. Processes of energy redistribution between parallel connected capacitors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 4. Pp. 3–11. (Rus)
9. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric Energy Loss at Energy Exchange Between Capacitors as Function of Their Initial Voltages and Capacitances Ratio. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 3. Pp. 9–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.03.009>.
10. Jingdong L., Dayong H., Xingwang Y., Yong W. High voltage pulse capacitor charging power supply based on double resonant topology[J]. (2019). *High Power Laser and Particle Beams*. 2019. Vol. 31. No 4. Pp. 040021-1 – 040021-6. DOI: <https://doi.org/10.11884/HPLPB201931.180314>.
11. Zhang Y., Wu J., Li Z., Jin Y., Tian H., Li W., Li B. Design of compact high-voltage capacitor charging power supply for pulsed power application. *IEEE Pulsed Power Conference (PPC)*. Austin, USA, May 31 - June 4, 2015. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/PPC.2015.7297001>.

Надійшла 11.10.2021

Остаточний варіант 25.11.2021

ОБРОБКА ВОДНОГО РОЗЧИНУ МЕТИЛЕНОВОЇ СИНІ В КРАПЛИНО-ПЛІВКОВОМУ СТАНІ ІМПУЛЬСНИМ БАР'ЄРНИМ РОЗРЯДОМ

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

В роботі досліджувався вплив різних чинників на енергоефективність обробки імпульсним бар'єрним розрядом в повітрі атмосферного тиску модельного зразка забрудненої води в краплино-плівковому стані. Домішкою до води був органічний барвник (метилена синь) з початковою концентрацією 50 мг/л. Витрати води становили 2–4 л/хв, характерний діаметр крапель – 1,7 мм, товщина плівки на електродах – біля 0,15 мм. Обробка води проходила в пласкій розрядній камері з газовими проміжками 3,36 мм і скляними діелектричними бар'єрами та додатково в камері озонування, де утилізувався залишковий озон, що виходив з розрядної камери. Розряд збуджувався короткими ~100 нс імпульсами з напругою до 21 кВ, які забезпечували амплітуду густини струму до 1,7 А/см² та їхню енергію до 140 мДж. Досліджено час розкладання домішки та енергоефективність розряду в залежності від частоти повторення імпульсів 25–300 Гц, енергії імпульсу, витрат води та газу тощо. Найбільшу енергоефективність розряд мав за частот 25–50 Гц, за яких енергетичний вихід, що відповідає 50% розкладанню домішки, досягав ≈270 г/кВт·год, а для 90% розкладання – 60 г/кВт·год. Зі зростанням енергії імпульсу збільшується прозорість розчину для ультрафіолетового світла, що пов'язано з розщепленням стійких бензольних кілець, які входять до складу молекули домішки. Помітного впливу витрат води та газу (0,36–1,5 л/хв) на результати досліджень не виявлено. Бібл. 15, рис. 8.

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

Високий рівень забрудненості поверхневих та підземних вод, а також зростаючі вимоги до якості питної та стічної води перед її скиданням в природні водоймища обумовили необхідність вдосконалення існуючих та розробки нових технологій обробки води. Як правило, такі технології складаються з кількох етапів, серед яких одним із завершальних найбільш доцільним може бути обробка води прямою дією електричних розрядів [1]. Аналіз світової літератури [1–5] та, зокрема, дослідження авторів [6, 7] показали, що серед розрядів різних видів найвищу енергоефективність під час обробки води мають імпульсні бар'єрні розряди (ІБР) на розвинуту поверхню води, коли відношення площі поверхні рідини до її об'єму перевищують кілька м²/л. Цього досягають [1–3] завдяки створенню тонкої водяної плівки (~0,15 мм) або крапель води малого діаметру (<2 мм). Але через відносно великі питомі енерговитрати та складність створення промислового високовольтного генератора коротких (~100 нс) імпульсів цей спосіб очищення води доцільно застосовувати за умов, коли концентрація забруднювачів у воді не надто велика, важливим є їхнє видалення, а собівартість обладнання та обробки прийнятні. Слід також відмітити, що обробка питної води ІБР може бути альтернативою її озонуванню [5].

В попередній роботі авторів [7] вивчалася енергоефективність ІБР під час обробки в краплино-плівковому стані водного розчину метиленової сині, яка є органічним барвником, що важко розкладається під дією інших методів. ІБР проходив в коаксіальній розрядній камері (РК) з акриловим діелектричним бар'єром (відносна діелектрична проникність $\epsilon=3,5$) на одному з електродів. В цій роботі в основному було описано вплив частоти повторення імпульсів f на швидкість розкладання забруднювача і витрати на це озону, що генерується в РК. Але існує ще ряд факторів (енергія імпульсу, витрати води та газу, що подаються в РК, узгодження сумісної роботи генератора імпульсів та РК тощо), котрі можуть впливати на енергоефективність обробки води ІБР. Окрім цього масштабування РК коаксіального типу для промислового використання буде створювати значні труднощі у процесі її виготовлення, а використання акрилу, як матеріалу для діелектричного бар'єру, через його прискорене електричне старіння в сильному електричному полі буде суттєво обмежувати час нормального функціонування електродної системи. Тому метою роботи є створення прототипу промислової РК з

© Берека В.О., Божко І.В., Карлов О.М., Кондратенко І.П., 2022
ORCID ID: *<https://orcid.org/0000-0003-0888-2864>, **<https://orcid.org/0000-0002-7955-246X>,
<https://orcid.org/0000-0002-1350-1870>, *<https://orcid.org/0000-0003-1914-1383>

пласкою електродною системою, яка легко піддається масштабуванню, з скляними діелектричними бар'єрами, котрі мають на порядки більший ніж у акрилу ресурс роботи і в кілька разів вищі значення ϵ , що може позитивно вплинути на роботу пристрою, а також визначення всіх чинників та їхніх параметрів, за яких робота установки для обробки води ІБР є оптимальною.

Експериментальна установка. До її складу входили пристрій, в якому проходила обробка води, генератор високовольних імпульсів напруги, прилади для вимірювання параметрів розрядних імпульсів та концентрацій озону у газі і забруднювачів у воді, а також допоміжна апаратура (насос, ротаметри тощо).

Пристрій для обробки води (рис. 1) складався з трьох основних частин: краплиноутворювача води (КВ) 8, розрядної камери (РК) 1, в якій розміщалися КВ і електродна система (ЕС), та камери озонування (КО) 19. ЕС мала два плоских високовольних електрода 12, кожен з котрих був вкритий з обох боків скляними діелектричними бар'єрами товщиною 1,5 мм ($\epsilon=8$) та три заземлених плоских електрода 14 із нержавіючої сталі. КВ та ЕС було розміщено в одному циліндричному акриловому корпусі РК 1, в кришку 2 якого вмонтовано штуцери для введення води 5 та газу 6 і виводи 3, 7 для підведення напруги до ЕС. Розміри електродів 12 становили 55x70 мм², скляних бар'єрів та електродів 14 – 70x85 мм². Величина газового проміжку між електродами δ задавалася діелектричними вставками 15, товщина яких дорівнювала 3,36 мм. Вода 23 з резервуару 22 насосом Н по шлангу 25 через пінополіпропіленовий фільтр Ф, який не пропускав частинки розміром понад 5 мкм, подавалася в КВ. Витрати води становили $Q_e=2-4$ л/хв і вимірювалися ротаметром Р. З КВ вода 9 через 48 отворів 4 в його акриловому дні, які були просвердлені чотирма рядами по 12 штук в кожному, надходила до РК. Отвори мали діаметр 1 мм, відстань між їхніми центрами становила 4,5 мм. Вони були розташовані вздовж середин відповідних чотирьох газових проміжків між електродами. Газ (повітря атмосферного тиску), витрати якого становили 0,36–1,5 л/хв, в РК вводився через чотири штуцери 6, які герметично проходили через КВ. Витрати газу Q_g вимірювалися ротаметром, який на рис. 1 не показано. ЕС кріпилася до КВ двома кутиками 13. Вода витікала з отворів 4 суцільними цівками 10 довжиною 20–40 мм (в залежності від Q_e), які мали діаметр 1 мм. Цівки в подальшому перетворювалися в полідисперсні краплі 11, основна маса яких мала характерний діаметр $\approx 1,7$ мм та рухалася вниз зі швидкістю $v \approx 0,9 - 1,8$ м/с ($Q_e=2-4$ л/хв). Під час руху частина крапель попадала на поверхні електродів, які є гідрофобними. Щоб запобігти утворенню на них великих крапель, що можуть утворювати водяні містки між стінками проміжку, поверхні бар'єрів на електродах 12 та 15 вкриті тонким ($\approx 0,1$ мм) шаром тканини, завдяки чому вода по ним стікала плівкою ($\approx 0,15$ мм). В нижній частині РК плівкові витрати води складали $\sim 10\%$ від загальних. Параметри цівок, крапель та їхній рух визначалися на основі аналізу фотознімків, зроблених камерою Cannon A630. Після проходження розрядних проміжків вода з газом накопичувалися на нижній кришці РК 16, де вони інтенсивно перемішувалися (нібито утворювався «киплячий шар води»), збільшуючи тим самим час контакту води з озоном та радикалами OH^* , які утворилися при ІБР, а потім через 105 отворів 18 діаметром 2 мм попадали в камеру озонування 19. Призначення КО – використання озону та OH^* , що не встигли прореагувати з забруднювачами в РК. Щоб утворити велику площу контакту окиснювачів з водою, що оброблюється, КО заповнена керамічними кільцями Рашига 20 з розмірами $6 \times 6 \times 2$ мм³ (зовнішній діаметр, висота, товщина стінок). Кільця з такими розмірами мають одне з найбільших серед тих, що випускаються промисловістю, співвідношень площі їхньої поверхні до об'єму, завдяки чому вода, що проходить через КО, має розвинену площу поверхні. Висота засипки кільцями 48 см. Пройшовши через шар кілець, вода надходила до резервуару 22, а газ виходив через патрубок 21. В КО також є патрубок 17, призначений для вимірювання концентрації озону, що потрапляє з РК до КО.

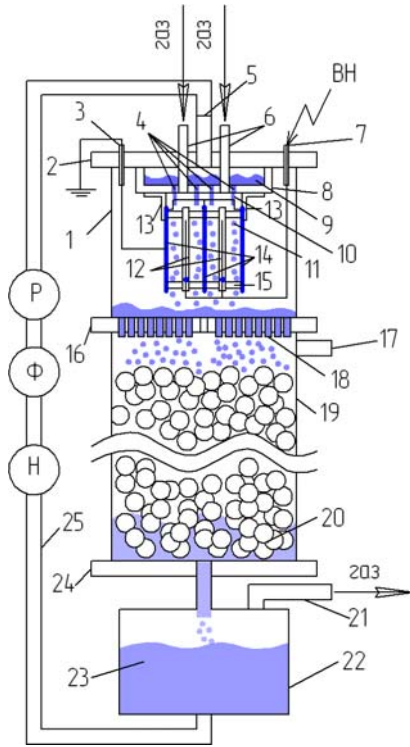


Рис. 1

Задля створення ІБР в ЕС від генератора імпульсів (ГІ) на електроди 12 подавалася висока напруга (ВН) через коаксіальний кабель довжиною 120 см. В роботі використовувався ГІ, що міг забезпечувати уніполярні імпульси напруги з частотою повторення до 1кГц, амплітудою до 30 кВ, трива-

лістю порядку 100 нс та фронтом ≈ 40 нс. Він побудований за принципом магнітного стискання імпульсів з використанням у вихідній ланці індуктивного накопичувача енергії з перервником струму на діодах з малим часом (≈ 40 нс) вимкнення. Енергія імпульсів регулювалася шляхом зміни напруги U_0 джерела постійного струму, яке живило ГІ. До ГІ також входив магнітний ключ (MS), який сприяв розряджанню ємності діелектричного бар'єру після проходження прямого імпульсу струму через електродну систему. Більш детально про джерело живлення можна дізнатися з роботи [6]. Осцилограми струму та напруги на РК записувалися осцилографом TDS 1012 за допомогою індуктивного датчика струму P6021 та активно-ємнісного подільника напруги P1015.

Як модельний зразок забрудненої води використовувався розчин у водопровідній воді метиленової сині ($C_{16}H_{18}ClN_2S$), котра, зокрема, застосовується в текстильній промисловості як барвник. Вона є органічною речовиною, що важко розкладається у разі використання інших методів очищення води. Концентрація метиленової сині (МС) у воді, а також озону у газі обчислювалися по поглинанню світла на довжинах хвиль відповідно $\lambda=665$ нм та $\lambda=253,7-275$ нм, яке вимірювалося монохроматором МДР-23. Початкова концентрація МС та кількість розчину, що оброблявся, відповідно становили $K_{омс}=50$ мг/л, $V_0=2,2$ л.

Аналіз результатів досліджень. Параметри розряду. Як показали візуальні та фотографічні дослідження ІБР за частотами f до ~ 300 Гц має квазіоднорідний характер. Про це свідчить рис. 2, на якому чотири світлі полоси – випромінювання ІБР. Однорідність розряду важлива для проходження «корисних» для розкладання забруднень плазмохімічних реакцій, бо локально не підвищується температура газу. Число ниткоподібних утворень в усіх чотирьох розрядних проміжках не перевищувало одного десятка і займало незначну площу від загальної площі розряду. Результати, наведені в цій роботі, отримано за амплітудах напруги імпульсів на РК $U_m \approx 15-21$ кВ. Характерний для ІБР при $U_m \approx 18,5$ кВ вигляд осцилограм струму $i(t)$ (крива 1) та напруги $u(t)$ (крива 2) на РК показано на рис. 3. Вони були отримані за частоти повторення імпульсів $f=100$ Гц. Слід відмітити, що в досліджуваному діапазоні $f=25-300$ Гц характер осцилограм залишався практично незмінним. Датчики струму ДС та напруги ДН підключалися безпосередньо до РК, схему заміщення якої показано на рис. 4. Вона використовувалася під час розрахунків параметрів розряду. На ній сумарні ємності діелектричних бар'єрів $C_0 \approx 600$ пФ та газових проміжків $C_g \approx 60$ пФ, R_c – їхній загальний опір, який падає з початком розряду на кілька порядків до ~ 60 Ом. На рис. 4 також показано магнітний ключ MS, підключений до виходу ГІ, та опір R, про призначення якого буде сказано нижче. Спочатку за відносно малих напругах (до ≈ 12 кВ) струм (рис. 3, крива 1) має переважно ємнісний характер завдяки загальній ємності РК, величина якої складає ~ 50 пФ. Крива $i(t)$ свідчить, що імпульс струму складається з двох частин: прямого струму тривалістю $\tau_1 \approx 100$ нс з амплітудою $I_{m1}=240$ А та зворотного з величинами $\tau_2 \approx 120$ нс і $I_{m2}=135$ А. Швидкість наростання напруги під час прямого імпульсу струму становить $\approx 5 \cdot 10^{11}$ В/с. Для моменту часу, коли $i(t)=I_{m1}$, усереднена по площі електродів густина струму дорівнює $j=1,6$ А/см², а усереднені по об'ємах газових проміжків РК концентрація та енергія електронів становлять відповідно $N_e = 3 \cdot 10^{11}$ см⁻³ та $T_e = 3,4$ еВ. Слід відмітити, що ця енергія вища за середню енергію електронів в стримерах звичайного бар'єрного розряду змінного струму (1 – 3 еВ) [8], що відкриває можливості для більш інтенсивного проходження плазмохімічних реакцій, які починаються при T_e понад 3 еВ. Енергія, котра виділяється в газових проміжках за один розрядний імпульс, $W_g \approx 132$ мДж. Цей процес проходить в два етапи: під час прямого (69 мДж) і зворотного імпульсів струму (53 мДж) (крива 5).

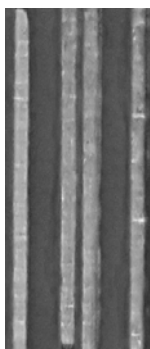


Рис. 2

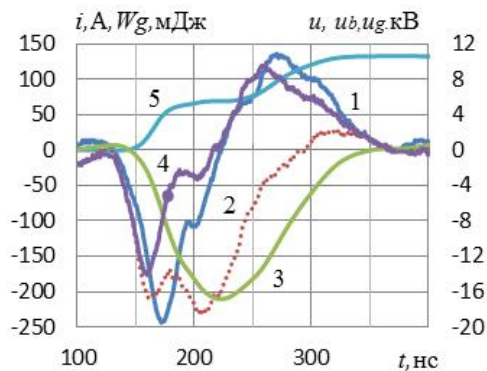


Рис. 3

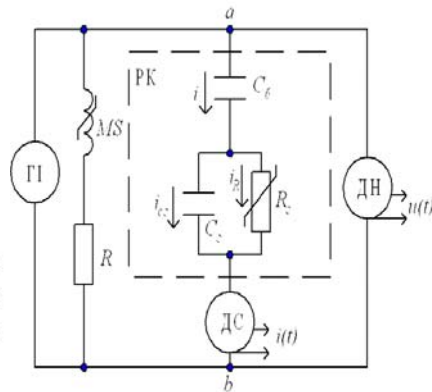


Рис. 4

Значення N_e , T_e та W_z були визначені на основі розрахунку напруги на бар'єрах u_b (рис.3, крива 3) та газових проміжках u_z (крива 4) електродної системи по методиці, що викладена у [9]. Діелектричні бар'єри на електродах після проходження імпульсу завдяки підключенню магнітного ключа MS на виході ПІ повністю розряджені. Про це свідчить величина напруга $u_b=0$ по завершенню ІБР.

Слід відмітити, що використання скляного бар'єру з більшим значенням ϵ в порівнянні з акриловим дозволило за схожих з умовами роботи [7] досягати однакової енергії імпульсу за значно меншій напрузі на ЕС (30%) завдяки зменшенню падіння напруги на бар'єрі під час ІБР. Це є важливим фактором, бо суттєво знижує вимоги до високовольтної ізоляції ПІ та ЕС.

Розкладання МС. Вплив енергії імпульсу на динаміку розкладання МС (зміну її концентрації K_{mc} в залежності від часу обробки t) за $f=100$ Гц, $Q_g=4$ л/хв, $Q_z=0,7$ л/хв показано на рис. 5, де крива 1 відповідає енергії, що виділяється в газі за один імпульс при $W_z=80$ мДж ($U_m \approx 15,4$ кВ), крива 4 – 110 мДж ($U_m \approx 17,8$ кВ), крива 3 – 140 мДж ($U_m \approx 20,8$ кВ, квадратні маркери). Рисунок свідчить, що зростання енергії імпульсу від 80 до 110 мДж призводить до прискорення розкладання МС, але подальше збільшення W_z його не змінює (криві 3, 4 практично співпадають). Найбільша швидкість розкладання $\Delta K_{mc}/\Delta t$ в усіх випадках (криві 1, 3, 4) спостерігається перші 5 хв обробки, коли концентрація K_{mc} найвища, але в подальшому вона значно уповільнюється. Це можна пояснити тим, що зі зменшенням концентрації забруднювача згідно основного рівняння хімічної кінетики

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

де k_p – константа швидкості реакції (1), яка залежить від окисного потенціалу окиснювача та виду домішки; $[D]$, $[O]$ – відповідно концентрації домішки та окиснювача, буде падати швидкість розкладання МС. Таким чином, $W_z \approx 110$ мДж є оптимальною енергією імпульсу. Їй відповідає об'ємна густина енергії, що виділяється в газових проміжках, ≈ 9 мДж/см³, частина якої йде на розкладання МС.

Задля визначення впливу зворотного струму на темп розкладання МС послідовно з магнітним ключем MS був під'єднаний опір R (рис. 4), який за рахунок його зростання від 0 до 330 Ом зменшував амплітуду I_{m2} удвоє ($U_m \approx 20,8$ кВ), залишаючи за однакових інших умов практично незмінними величину $I_{m1}=270$ А та енергію $W_{z1}=80$ мДж, що виділилася під

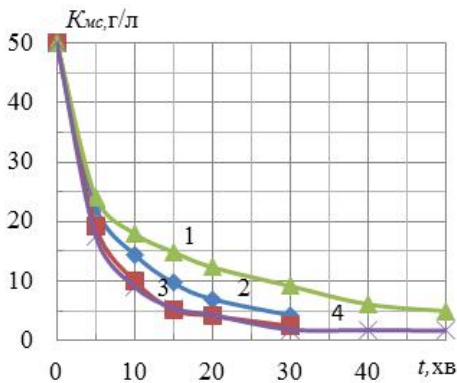


Рис. 5

час прямого імпульсу струму. Але коли $R=330$ Ом, при зворотному імпульсі енергія $W_{z2}=28$ мДж, що майже удвічі менше ніж за $R=0$. При цьому темп розкладання МС (рис. 5, крива 2) нижче, чим за його відсутністю (крива 3).

Витрати води та повітря в межах, за яких велись дослідження $Q_g=2-4$ л/хв, що в перерахунку на одну цівку води, яка витікала з 48 отворів, означає $\approx 0,04-0,08$ л/хв на один отвір та газу $Q_z=0,36-1,5$ л/хв, практично не впливали на характеристики, що представлені у цій роботі. Тому в подальшому всі вони приведені за однакових умов, коли $Q_g=4$ л/хв, $Q_z=0,7$ л/хв.

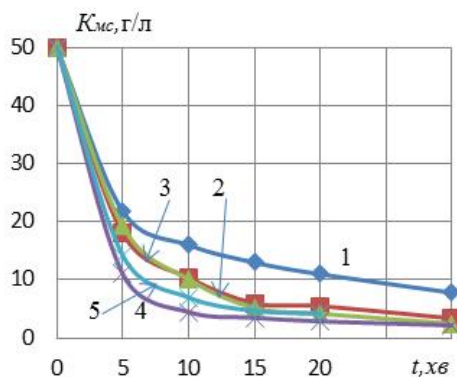


Рис. 6

Вплив частоти повторення імпульсів. Про нього можна зробити висновки на основі рис. 6, де кривими 1–5 показано залежності $K_{mc}(t)$ за $f=25, 50, 100, 200$ та 300 Гц відповідно, що були отримані за $W_z=140$ мДж. З рисунку видно, що найповільніше МС розкладається при 25 Гц, а найшвидше – при 200 Гц. Темп розкладання забруднювача в діапазоні 50–100 Гц майже однаковий (криві 2, 3). Те, що він за 300 Гц дещо нижчий, ніж за 200 Гц, можна пояснити зміною ходу плазмохімічних реакцій [10], число яких у вологому повітрі досягає кількох сотень.

кох сотень.

Прозорість розчину МС для ультрафіолетового світла. Обезбарвлення розчину МС під дією ІБР свідчить про відрив від її молекули ($C_{16}H_{18}ClN_2S$) груп атомів CH_3 [11], але воно не вказує на руйнування стійких бензольних кілець (БК), що входять до її складу. Опосередкованим показником їхнього розщеплення під час обробки згідно [11, 12] може бути збільшення прозорості T розчину МС

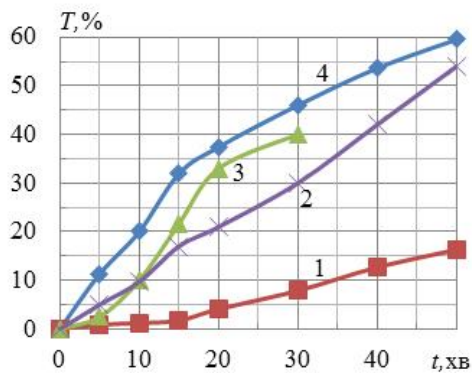


Рис. 7

проміжку, (за $W_2 = 80$ мДж амплітудне значення поля $E_2 \approx 36$ кВ/см, за 10 мДж – ≈ 41 кВ/см і ≈ 49 кВ/см за 140 мДж). Ці радикали відіграють визначальну роль в розщепленні БК, бо їхній окисний потенціал ($\varphi = 2,7$ В) вище, ніж у БК (2,48 В) [12]. Утворення радикалів OH^* під дією ІБР відбувається внаслідок реакцій коливального і обертового збудження молекул води (енергія порогу $T_n < 1$ еВ), їхньої дисоціації ($T_n \approx 7$ еВ) та іонізації ($T_n \approx 13$ еВ) [3], а також інших плазмохімічних реакцій [10]. Надмірне зростання частоти f приводе до зменшення величини T . Про це свідчить крива 2 на рис. 7, яку отримано за 300 Гц ($W_2 = 140$ мДж). Можливою причиною цього є зменшення концентрації радикалів OH^* внаслідок їхньої взаємодії з озоном у разі достатньо великих його концентрацій. На це вказують результати роботи [11].

Енергоефективність обробки води. Загальноприйнятим показником енергоефективності електророзрядної обробки води є енергетичний вихід Y , котрий дорівнює кількості розкладеного забруднювача (в грамах) при 1 квт·год витраченої на розряд енергії. Для умов цієї роботи значення Y розраховувалося з виразу

$$Y = \Delta K_{mc} V_g / f W_2 t, \quad (2)$$

де ΔK_{mc} – зменшення концентрації МС в об'ємі води V_g за час її обробки t . Задля порівняння енергоефективності різних електророзрядних технологій, як правило, користуються двома показниками: енергетичний вихід розряду у разі зменшення початкової концентрації домішки наполовину – Y_{50} , та на 90% – Y_{90} . Залежності цих величин від частоти за $W_2 = 140$ мДж наведено на рис. 8, з якого видно, що зростання f приводе до падіння значень Y_{50} та, починаючи з ≈ 50 Гц, і Y_{90} . Подібний характер зменшення Y за відносно невеликого підйому f (тобто збільшенні енергії, що витрачається на розряд) характерний і для інших досліджень обробки води імпульсними коронним та бар'єрним розрядами в плівковому [6, 13] чи крапельному стані [11, 12, 14, 15].

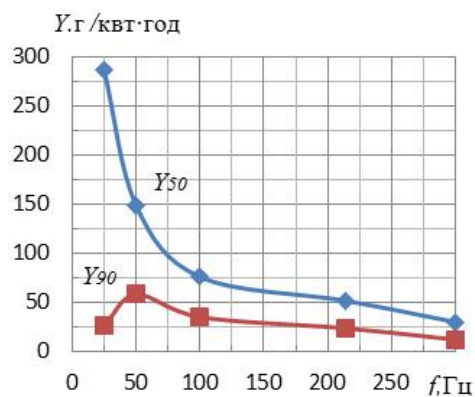


Рис. 8

більші значення Y_{50} , яких було досягнуто в цій роботі, ≈ 270 г/квт·год, що в кілька разів вищі отриманих у [2, 6, 13] під час обробки ІБР води з домішкою МС в плівковому стані. Величину Y_{90} можна вважати більш показовою, бо вона репрезентує ступінь розкладання МС, що наближується до 100%. За умов цієї роботи максимальні значення $Y_{90} \approx 60$ г/квт·год було досягнуто за $f = 50$ Гц, що також значно (від десятків відсотків до кількох разів) вище, ніж під час обробки води, забрудненої МС, імпульсним коронним розрядом [2, 12, 14].

Слід відмітити, що за швидкості руху краплі $v \approx 1,8$ м/с та висоті електродів 70 мм час її знаходження в міжелектродному проміжку дорівнює ≈ 40 мс. Це означає, що зі збільшенням частоти f в межах 25–300 Гц число «ударів» ІБР по краплі під час її проходження проміжку зростає від одного до ≈ 12 разів. Але, як показали ці дослідження, для розкладання МС найбільш енергоефективними є пе-

для ультрафіолетового світла. Зміни величин T на довжині хвилі $\lambda = 292$ нм, якій відповідає максимуму поглинання світла бензолними кільцями, в залежності від часу обробки показано на рис. 7. Значення T розраховувалися за виразом $T = 100 U_1 / U_0, \%$, де U_1, U_0 – напруги, пропорційні інтенсивності світла після його проходження через зразки з розчином МС та чистою водою відповідно. Криві 1, 3, 4 відображують залежності, що було отримано за $f = 100$ Гц та різних енергіях імпульсів (відповідно 80, 110 та 140 мДж). З рисунку видно, що підвищення W_2 з 80 до 110–140 мДж приводе до ~ 4 –6-кратного зростання швидкості розкладання БК. Це можна пояснити різким зростанням інтенсивності генерації радикалів OH^* зі збільшенням електричного поля в газовому

рші два «удари» ІБР по краплі ($f=50$ Гц), а розщепленню БК – чотири ($f=100$ Гц). Це означає, що робити ЕС з занадто довгими (по висоті) електродами немає сенсу.

Механізм розкладання МС розглядався в роботах [6, 11], головний висновок яких полягає в тому, що воно проходить в основному під дією трьох головних окиснювачів: озону O_3 , гідроксильного радикалу OH^* і в меншій мірі пероксиду водню H_2O_2 , що утворюються при ІБР. Всі вони діють на обезбарвлення розчину (розкладання МС), крім цього радикал OH^* сприяє розщепленню БК. Найбільшу долю (~80%) в розкладання МС вносить озон [6]. Як показали дослідження, в подібних умовах [7] приблизно половина кількості озону, що генерується ІБР, поглинається водою в РК. Концентрація озону на вході в КО в залежності від частоти $f=25-300$ Гц дорівнює $\approx 0,5-2,5$ мг/л. Озон, що потрапляє до КО, на $\approx 70\%$ розчиняється у воді, яка проходить через неї.

Узгодження сумісної роботи ГІ та ЕС. Це є важливим елементом у розробці усієї установки, бо визначає в цілому питомі енерговитрати на обробку води, які дорівнюють сумі витрат енергії в ГІ та ЕС. Одним з головних етапів цього процесу є узгодження спільної роботи вихідної ланки ГІ та ЕС. Попередньо оптимальні параметри вихідної ланки ГІ було визначено під час її розробки, частково за рахунок включення до неї магнітного ключа MS. Ця ланка включає в себе накопичувальний конденсатор, який перед початком розряду має енергію 340 мДж (ІБР за $U_m \approx 20,8$ кВ). За цієї умови енергія W_z , що виділяється в газових проміжках ЕС становить лише 140 мДж (ККД $\approx 41\%$). Моделювання (програма Micro Cap 11) сумісної роботи вихідної ланки ГІ та ЕС дало напрямок дій по підвищенню її ККД. Воно показало, що на величину W_z впливають в більшій мірі ємність бар'єру C_6 та в меншій – опір газового проміжку R_z під час ІБР. Так збільшення ємності бар'єру $C_6 = 600$ пФ втричі приведе до зростання ККД вихідної ланки удвоє (при $R_z = 100$ Ом). Цього ефекту в основному можна досягти внаслідок збільшення площі електродів (за рахунок їхньої кількості та ширини). Надмірне підвищення ϵ (понад ≈ 10), від чого також залежить величина C_6 , буде перетворювати розряд в неоднорідний. Оптимальний за умов моделювання опір $R_z \approx 80 - 100$ Ом. У разі зростання площі електродів опір R_z буде падати. Частково цей ефект можна нівелювати внаслідок зменшення розрядного струму або збільшення величини газового проміжку, але це може бути недоцільним з різних причин (зменшення енергетичного виходу, продуктивності тощо). Тому під час розробки промислової установки для обробки води ІБР потрібні подальші модельні та експериментальні дослідження.

Продуктивність установки та питомі енерговитрати на обробку води залежать від необхідного ступеню розкладання забруднювачів води та їхніх видів. Наприклад, для умов цих досліджень 50% розкладання МС відповідає продуктивності ~ 30 л/год та питомі енерговитрати $0,19$ квт·год/м³, а 90% – ~ 10 л/год та $0,83$ квт·год/м³ відповідно. Слід також відмітити, що зростання кількості та ширини електродів крім покращення узгодження сумісної роботи ГІ та ЕС буде сприяти підвищенню продуктивності установки за рахунок можливості збільшення числа цівок води, що витікають з КВ.

Висновки.

1. Розроблено та досліджено аналог промислової установки з пласкою електродною системою для обробки імпульсним бар'єрним розрядом води в краплино-плівковому стані. Шляхом збільшення кількості та ширини електродів і деяких інших відносно простих змін (краплиноутворювач води, генератор імпульсів, насос, фільтр тощо) установка піддається масштабуванню, за якого її продуктивність може бути збільшена на порядок і більше.

2. На прикладі обробки водного розчину органічного барвника (метиленової сині) з початковою концентрацією 50 мг/л, який важко оброблюється іншими способами, показано, що з точки зору енергоефективності найбільш оптимальною частотою повторення імпульсів бар'єрного розряду є ≈ 50 Гц, за якої енергетичний вихід для 90% розкладання забруднювача складає ≈ 60 г/квт·год. Це значно (від десятків відсотків до кількох разів) вище, ніж у відомих роботах під час розкладання органічних барвників імпульсними коронним та бар'єрним розрядами.

3. Зростання енергії імпульсу понад певну межу (≈ 110 мДж), якій відповідає об'ємна густина енергії, що виділяється в газових проміжках, ≈ 9 мДж/см³, не викликає підвищення темпу розкладання забруднення, але збільшує прозорість розчину для ультрафіолетового світла, що вказує на розщеплення стійких бензолних кілець, які входять до складу молекули метиленової сині.

4. Витрати води 2–4 л/хв та повітря 0,36–1,5 л/хв, за яких проводилися експерименти, практично не впливають на результати досліджень.

5. Задля підвищення енергоефективності установки в цілому обробку води імпульсним бар'єрним розрядом доцільно проводити за достатньо великої кількості та ширини електродів.

6. Використання скляного бар'єру з більшим значенням відносної діелектричної проникності ($\epsilon=8$) в порівнянні з акриловим ($\epsilon=3,5$) дає змогу досягати однакової енергії імпульсу за суттєво меншої напруги на електродній системі (на 30%). Це є важливим фактором, бо знижує вимоги до високовольтної ізоляції генератора імпульсів та електродної системи.

Роботу виконано за рахунок держбюджетної теми «Розвиток теорії електрофізичних процесів в імпульсних системах електрофізичної обробки електропровідних середовищ» (шифр «Бар'єр 2»), державний реєстраційний номер теми 0117U007714, КПКВК 6541030.

1. Patrick Vanraes, Anton Y. Nikiforov and Christophe Leys. Electrical Discharge in Water Treatment Technology for Micropollutant. *Plasma Science and Technology. Progress in Physical States and Chemical Reactions*. 2016. Chapter 15. Pp. 429–476. DOI: <https://doi.org/10.5772/61830>.
2. Muhammad Arif Malik. Water Purification by Plasmas: Which Reactors are Most Energy Efficient? *Plasma chemistry and plasma processing*. 2010. Issue 30. Pp. 21–31. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11090-009-9202-2>.
3. Bo Jiang, Jingtang Zheng, Shi Qiu, Qinhui Zhang, Zifeng Yan, Qingzhong Xue. Review on electrical discharge plasma technology for wastewater. *Chemical Engineering Journal*. 2014. Issue 236. Pp. 348–363.
4. David B. Miklos, Christian Remy, Martin Jekel, Karl G. Linden, Jorg E. Drewes, Uwe Hübne. Evaluation of advanced oxidation processes for water and wastewater treatment – A critical review. *Water Research*. 2018. Volume 139. Pp. 118–131.
5. 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. Том 309. № 2. С. 108–113.
6. Божко І.В., Кондратенко І.П. Ефективність обробки водного розчину метиленової сині імпульсним бар'єрним розрядом на його поверхню. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 6. С. 89–97. DOI: <https://doi.org/10/15407/techned2018.06.089>
7. Берека О.В., Божко І.В., Кондратенко І.П. Дослідження енергоефективності обробки імпульсним бар'єрним розрядом води в крапельно-плівковому стані. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 3. С. 50–57. DOI: <https://doi.org/10/15407/techned2021.03.050>
8. Walsh J. L., Konga M. G. 10 ns pulsed atmospheric air plasma for uniform treatment of polymeric surfaces. *Applied Physics Letters*. 2007. Vol. 91. P. 251504 (3pp).
9. 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.
10. Piskarev I. The formation of ozone-hydroxyl mixture in corona discharge and lifetime of hydroxyl radicals. *IEEE transactions on plasma science*. 2021. Vol. 49. Issue 4. Pp. 1363–1372.
11. Fangmin Huang, Li Chen, Honglin Wang, Zongcheng Yan. Analysis of the degradation mechanism of methylene blue by atmospheric pressure dielectric barrier discharge plasma. *Chemical Engineering Journal*. 2010. Vol. 162. Pp. 250–256.
12. Taichi Sugai, Akira Tokuchi, Weihua Jiang. Effects of Pulsed Power Control on Plasma Water Treatment Using LTD. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2018. Vol. 46. Issue 10. Pp. 3566–3573.
13. Biljana P. Dojchinovich, Goran M. Roglicb, Bratislav M. Obradovich, Milorad M. Kuraicaca, Mirjana M. Kostich, Jelena Nesich, Dragan D. Manojlovich. Decolorization of reactive textile dyes using water falling film dielectric barrier discharge. *Journal of Hazardous Materials*. 2011. Issue 192. Pp. 763–771.
14. Taichi Sugai, Yasushi Minamitani. Influence of Rise Rate of Applied Voltage for Water Treatment by Pulsed Streamer Discharge in Air-Sprayed Droplets. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2013. Vol. 41. Issue 8. Pp. 2327–2334.
15. Song Jiang, Yiyong Wen and Kefu Liu. Investigation of Pulsed Dielectric Barrier Discharge System on Water Treatment by Liquid Droplets in Air. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2015. Vol. 22. Issue 4. Pp. 1866–1871.

TREATMENT OF AN AQUEOUS SOLUTION OF METHYLENE BLUE IN THE DROPLET-FILM STATE BY PULSED BARRIER DISCHARGE

V.O. Bereka, I.V. Bozhko, O.N. Karlov, I.P. Kondratenko
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine,
e-mail: ws77@ukr.net

The influence of various factors that can affect the efficiency of pulsed barrier discharge treatment in the air of atmospheric pressure of a model sample of contaminated water in the droplet-film state was investigated. The impurity in the water was an organic dye (methylene blue) with an initial concentration of 50 mg / l. Water consumption was 2–4 l /

min, the characteristic diameter of the droplets was 1.7 mm, and the film thickness at the electrodes was about 0.15 mm. The water was treated in a flat discharge chamber with gas gaps of 3.36 mm and glass dielectric barriers, and in addition in an ozonation chamber, which used ozone that had not previously been useful. The discharge was excited by short ~ 100 ns pulses from voltage up to 21 kV, which provided the current density amplitude up to 1.7 A / cm² and their energy up to 140 mJ. The decomposition time of the impurity and the energy efficiency of the discharge depending on the pulse repetition frequency of 25–300 Hz were studied. The discharge had the highest energy efficiency at frequencies of 25-50 Hz, at which the energy yield, which corresponds to 50% decomposition of the impurity, reaches ≈270 g / kWh, and for 90% decomposition – 60 g / kWh. As the pulse energy increases, the transparency of the solution for ultraviolet light increases, which is associated with the splitting of stable benzene rings that is part of the impurity molecule. No noticeable effect of water and gas consumption (0.36-1.5 l / min) on the research results was found. References 15, figures 8.

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

1. Patrick Vanraes, Anton Y. Nikiforov and Christophe Leys. Electrical Discharge in Water Treatment Technology for Micropollutant. Plasma Science and Technology. *Progress in Physical States and Chemical Reactions*. 2016. Chapter 15. Pp. 429–476. DOI: <https://doi.org/10.5772/61830>.
2. Muhammad Arif Malik. Water Purification by Plasmas: Which Reactors are Most Energy Efficient? *Plasma chemistry and plasma processing*. 2010. Issue 30. Pp. 21–31. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11090-009-9202-2>.
3. Bo Jiang, Jingtang Zheng, Shi Qiu, Qinhui Zhang, Zifeng Yan, Qingzhong Xue. Review on electrical discharge plasma technology for wastewater. *Chemical Engineering Journal*. 2014. Issue 236. Pp. 348-363.
4. David B. Miklos, Christian Remy, Martin Jekel, Karl G. Linden, Jorg E. Drewes €, Uwe Hübne. Evaluation of advanced oxidation processes for water and wastewater treatment – A critical review. *Water Research*. 2018. Vol. 139. Pp. 118–131.
5. 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. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic Institute*. 2006. Vol. 309. Issue 2. Pp. 108-113 (Rus).
6. Bozhko I.V., Kondratenko I.P. Efficiency of treatment of aqueous solution of methylene blue via exposure to pulse dielectric barrier discharge to the surface. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2018. Issue 6. Pp. 89–97. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10/15407/techned2018.06.089>
7. Bereka V.O., Bozhko I.V., Kondratenko I.P. Research of energy efficiency of processing by pulse barrier discharge of water in a drop-film state. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. Issue 3. Pp. 50–57. (Ukr.) DOI: <https://doi.org/10/15407/techned2021.03.050>
8. Walsh J.L., Konga M.G. 10 ns pulsed atmospheric air plasma for uniform treatment of polymeric surfaces. *Applied Physics Letters*. 2007. Vol. 91. P. 251504 (3 pp).
9. 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.
10. Piskarev I. The formation of ozone-hydroxyl mixture in corona discharge and lifetime of hydroxyl radicals. *IEEE transactions on plasma science*. 2021. Vol. 49. Issue 4. Pp. 1363–1372.
11. Fangmin Huang, Li Chen, HonglinWang, Zongcheng Yan. Analysis of the degradation mechanism of methylene blue by atmospheric pressure dielectric barrier discharge plasma. *Chemical Engineering Journal*. 2010. Vol. 162. Pp. 250–256.
12. Taichi Sugai, Akira Tokuchi, Weihua Jiang. Effects of Pulsed Power Control on Plasma Water Treatment Using LTD. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2018. Vol. 46. Issue 10. Pp. 3566–3573.
13. Biljana P. Dojchinovich, Goran M. Roglich, Bratislav M. Obradovich, Milorad M. Kuraicaca, Mirjana M. Kostich, Jelena Nesich, Dragan D. Manojlovich. Decolorization of reactive textile dyes using water falling film dielectric barrier discharge. *Journal of Hazardous Materials*. 2011. Issue 192. Pp. 763–771.
14. Taichi Sugai, Yasushi Minamitani. Influence of Rise Rate of Applied Voltage for Water Treatment by Pulsed Streamer Discharge in Air-Sprayed Droplets. *IEEE Transactions on Plasma Science*. 2013. Vol. 41. Issue 8. Pp. 2327–2334.
15. Song Jiang, Yiyong Wen and Kefu Liu. Investigation of Pulsed Dielectric Barrier Discharge System on Water Treatment by Liquid Droplets in Air. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2015. Vol. 22. Issue 4. Pp. 1866–1871.

Надійшла 05.08.2021
Остаточний варіант 04.11.2021

CORRECTION OF ERRORS OF THE MEASURING CHANNEL AVERAGE ACTIVE POWER

D.P. Ornatskyi^{1*}, S.V. Yehorov^{1**}, V.V. Dovhan^{2***}¹National Aviation University,

Husar Lubomyr ave., 1, Kyiv, 03058, Ukraine,

e-mail: ornatskiyd@ukr.net, sehorov@gmail.com²SE "UKRMETRTESTSTANDART",

Metrologichna str., 4, Kyiv, 03143, Ukraine,

e-mail: dovgan_csm@ukr.net

In the article is offered the structural scheme of error correction of the precision measuring channel of average active power for researches in laboratory conditions and exclusively within the limits of changes of the basic frequency of a network. A feature of the scheme is the use of calibration of functional transducers with piecewise linear approximation. The input voltages of these converters are a triangular voltage, which is formed at the output of the integrator by integrating rectangular bipolar meanders, which are formed from the output signals of the frequency divider phase shifter synchronized with the network by a device based on the original precision amplitude-pulse system of phase frequency tuning. Compensatory small-sized low-voltage transformers using measuring amplifiers with differentially split inputs are used as primary converters, which increases the linearity of the characteristic in a wide dynamic range, due to which additive-multiplicative correction of errors of the whole measuring path by two points is realized. The article presents the results of computer modeling of the main functional components of the measuring channel, which confirm its precision and high metrological characteristics. References 10, figures 2.

Keywords: automatic error correction, active power, measuring channel, synchronization system, frequency components of errors, phase-locked loop.

Introduction. The main feature of measuring transducers of average active power is the need to use filtering of input signals while reducing the influence of higher harmonics [1]. In this case, as a result of non-identity of the frequency characteristics of the filters, errors occur, both phase, which are associated with non-identity of phase-frequency characteristics of filters and amplitude, which are associated with non-uniformity of amplitude-frequency characteristics of filters. In addition, a significant contribution to the frequency errors will be made by the input transformers, which are usually used as primary converters of input voltages and currents. As a rule, the frequency errors of the converters of average electric power are corrected at fixed frequencies and do not cover the input transformers. A similar problem was considered in subsequent publications [2-4].

Research tasks. The purpose of the article is to create an experimental sample of a precision active power meter for research in the laboratory and only within the limits of changes in the fundamental frequency of the network (50 ± 5) Hz.

The main material. The block diagram of the measuring channel for single-phase connection is presented in Fig. 1, which adopted the following abbreviations: FDPS is the frequency divider phase P/4 shifter; FC1, FC2 is the functional converter, which is made according to the known scheme of functional converters with piecewise linear approximation based on the operational amplifier, 12 segments will suffice to obtain the average directional value of a sinusoidal signal with an error of less than 0.1% [5]; TSD is the two-and-a-half-period synchronous detector; BIS is the block of input signals; FM- frequency multiplier; TT is the T-trigger; IIC integrating iterative converter; MX1, MX3 is the digital multiplexers; MX2, MX4 are

© Ornatskyi D.P., Yehorov S.V., Dovhan V.V., 2022

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-5776-5325> ; ** <https://orcid.org/0000-0001-6976-2394> ;*** <https://orcid.org/0000-0003-1614-2567>

the analog multiplexers; CRT1, CRT2 is the converter of a rectangular signal shape into a triangular one; $\delta\text{-}\Sigma$ is the delta-sigma modulator; μc is the microcontroller (8051); U_0 is the source of constant reference voltage; BUS is the I/O bus.

A feature of the scheme is the use of calibration of functional transducers with piecewise-linear approximation. The input voltages of these converters are a triangular voltage, which is formed at the output of the integrator by integrating rectangular bipolar meanders, which are formed from the output signals of the frequency divider phase shifter (FDPS) synchronized with the network using a device that increases the frequency by four times the frequency multiplier (FM). Made on the basis of the original precision amplitude-pulse system of phase-locked loop (PLL) [6]. Compensatory small-sized low-voltage transformers with the use of measuring amplifiers with differentially split inputs are used as primary converters. This gives an increase in the linearity of the characteristic in a wide dynamic range due to which the additive-multiplicative correction of errors of the entire measuring path at two points is realized [7].

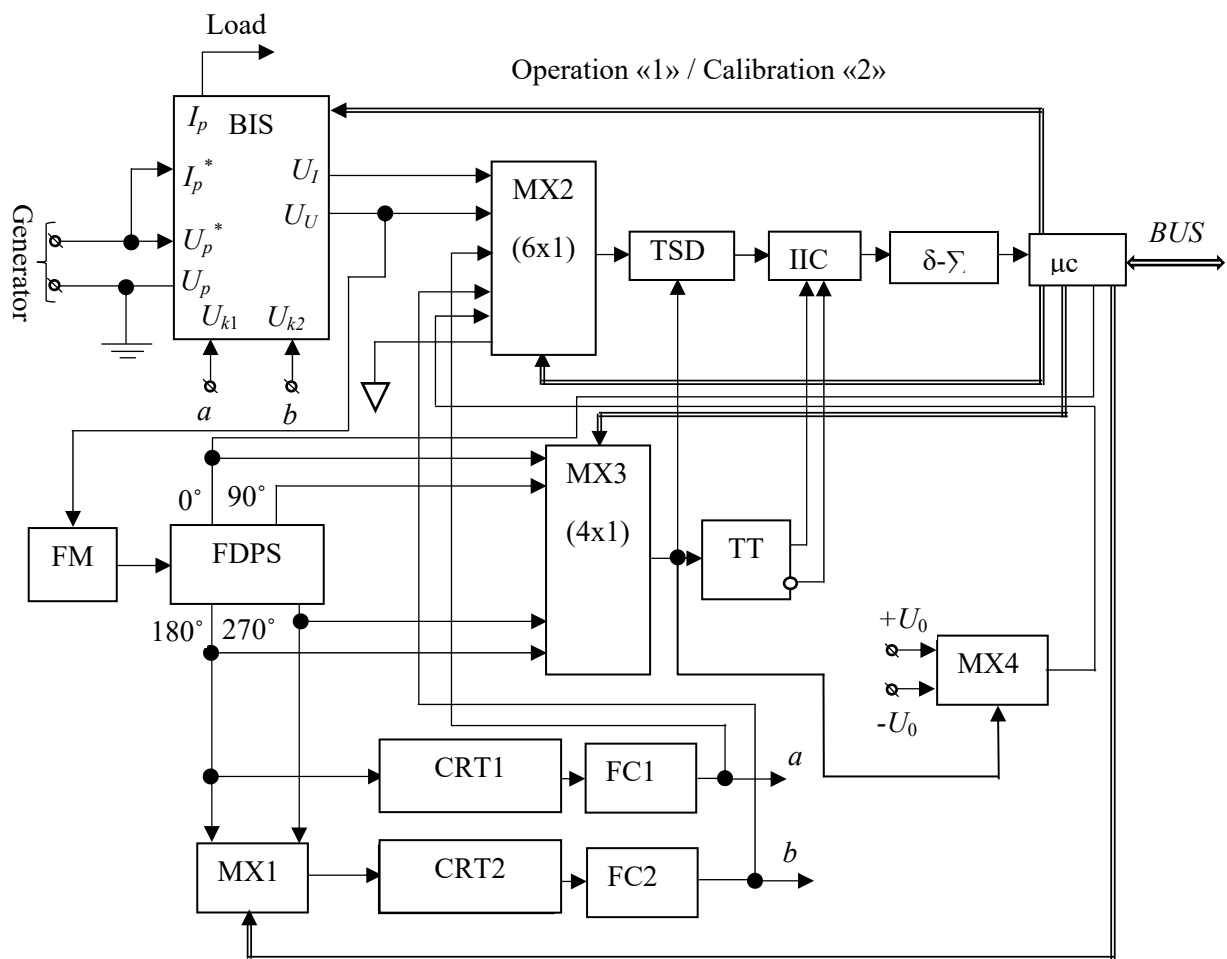


Fig. 1

The scheme works as follows. The input signals of the phase voltage U_p and the phase current I_p , or their linear analogues, depending on the method of accounting for three-phase power (three-element or two-element circuit), are converted in the switching unit and conversion of input signals into proportional voltages U_U and U_I , respectively. Resistor dividers together with low-voltage voltage transformers VT1 and VT2 on ferrite cores are used as primary converters of primary voltages and currents (Fig. 2). To improve the linearity of the conversion function of these transformers, the primary and secondary windings are wound on the technology of "countercurrent" [8], which provides a non-linearity error of less than 0.01% in the dynamic range over 20 dB [9], exceeding the required multiplicity of 1:5. To build VT1 and VT2, a double ring core K32x16x12 made of soft non-thermostable manganese-zinc ferrites of general use type 3000NM is

used. The windings contain 140 turns of SEW2 wire with a diameter of 0.3 mm and have the following parameters: inductance ≈ 0.2 H, resistance $R_s \approx 2.4$ Ohm, which determines the low-frequency pole, which is approximately equal to 2 Hz.

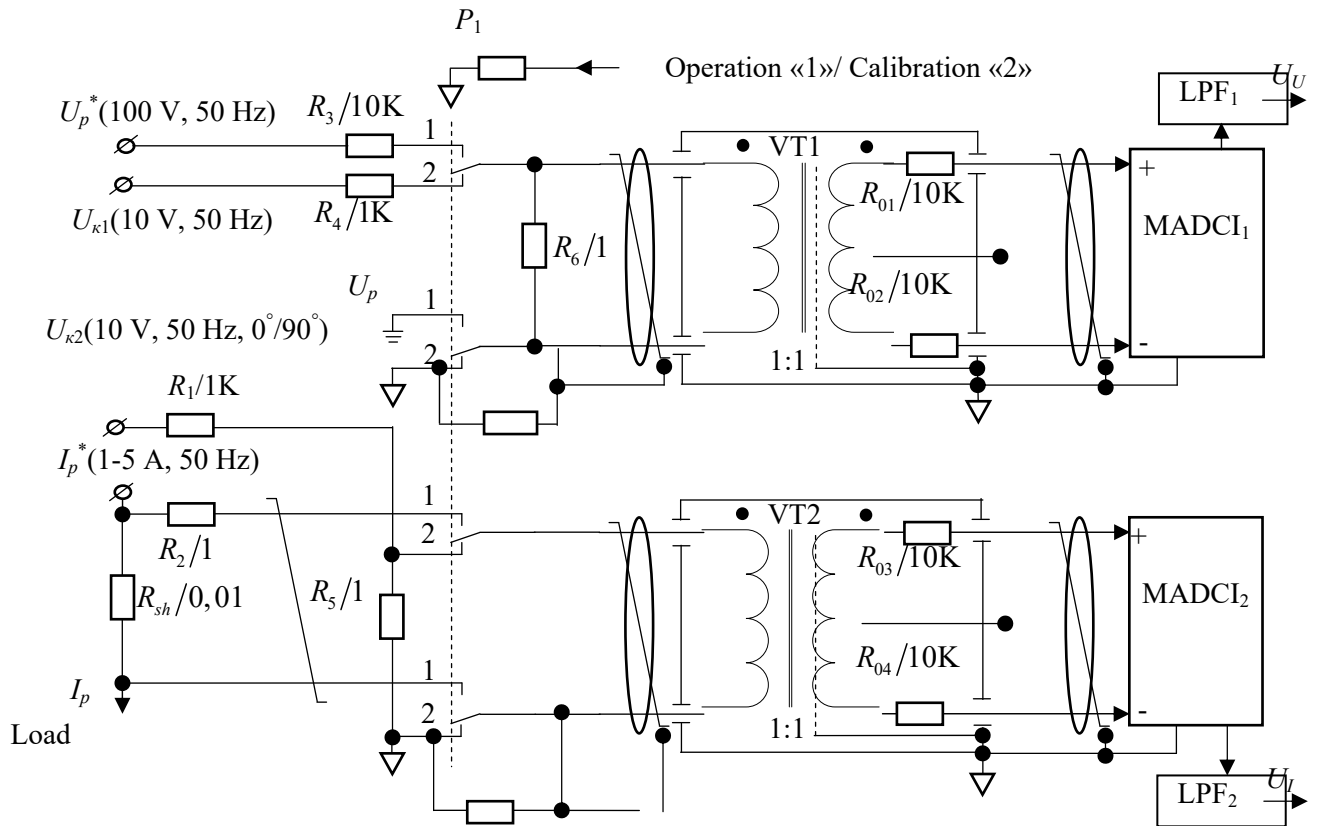


Fig. 2

This provides, together with the measuring amplifier with differential current inputs (MADCI), the phase shift deviation on each channel $\approx 0.5^\circ$ in the frequency band (50 ± 2.5) Hz and the amplitude error of the order of 0.02%. In the filters LPF1, LPF2 to minimize the phase errors introduced by them, cover approximation (Elliptical filters) [10] with the location of the flat part of the phase frequency response in the range (50 ± 2.5) Hz, with frequency deviation in this range caused a phase shift of about 0.2° . In addition, the sensitivity of this characteristic to changes in RC elements did not exceed 0.3° by 1%. This means that when using precision resistors of class 0.05 and capacitors of class 0.25, the error of the phase shift of the filters will not exceed 0.4° per channel. Thus, the final initial phase shift between the signals U_U , U_I (Fig. 2) with no identity of the components of 10% will not exceed 0.1° in the frequency range (50 ± 2.5) Hz. This will allow calibration of the measuring channel of the average active power at two points.

To reduce the phase-frequency matching errors of transformers VT1, VT2, the latter are made identical and the output resistance of resistive dividers and shunts has the same value, about 1 Ohm in all modes of operation and calibration. In the "operation" mode, the mechanically interconnected moving contacts of the relay P1 are in position "1" while the mains phase voltage U_p (100 V, 50 Hz) through the first divider formed by precision resistors R3, R6 falls on the primary winding of the transformer VT1. The transfer factor of this divider k_{g1} is equal to:

$$k_{g1} = \frac{R_6}{R_3 + R_6} = 10^{-4}. \quad (1)$$

The actual value of this factor is stored in the memory of the microcontroller μc . The primary winding of the transformer VT2, in this case through the resistor R_2 receives a voltage from the shunt R_{sh} , the

value of which is stored in the memory of the microcontroller μ . To increase noise immunity and linearity, signals from the secondary windings of transformers VT1 and VT2 through the same sample resistors R_{01} - R_{04} fall on the inputs of measuring amplifiers with differential current inputs (MADCI1 and MADCI2) whose output signals are filtered. LPF1, LPF2 at the outputs of which the output signals U_U and U_I are formed in proportion to the phase voltage and current, respectively:

$$\begin{aligned} U_U &= U_p k_{g1} k_{VT1}^* k_{MADCI1} k_{LPF1}; \\ U_I &= I_p R_{sh} k_{VT2}^* k_{MADCI2} k_{LPF2}, \end{aligned} \quad (2)$$

where U_p is the phase voltage; I_p is the phase current; k_{VT1}^* and k_{VT2}^* are the values of the transfer coefficient of transformers VT1 and VT2, taking into account the errors of coordination; k_{MADCI1} and k_{MADCI2} are the values of the transmission factor of the measuring amplifiers MADCI1 and MADCI2; k_{LPF1} and k_{LPF2} are the values of the transfer factor of the filters LPF1 and LPF2, respectively; R_{sh} is the shunt resistance.

With the help of MX2, MX3, IIC, ADC and μ , the quadrature components of the BIS output voltages are determined sequentially in time:

$$\begin{aligned} U_U(U_p) &= (a + jb); \\ U_I(I_p) &= (c + jd), \end{aligned} \quad (3)$$

where

$$\begin{aligned} a &= \frac{\{N(U_U(U_p)|0^\circ) - N(0)\}}{N(U_0) - N(0)} U_0^*, & b &= \frac{\{N(U_U(U_p)|90^\circ) - N(0)\}}{N(U_0) - N(0)} U_0^*, \\ c &= \frac{\{N(U_I(I_p)|0^\circ) - N(0)\}}{N(U_0) - N(0)} U_0^*, & d &= \frac{\{N(U_I(I_p)|90^\circ) - N(0)\}}{N(U_0) - N(0)} U_0^*, \end{aligned}$$

where $\{N(U_U(U_p)|0^\circ)\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal TSD is 0° ; $\{N(U_U(U_p)|90^\circ)\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal DSD is 90° ; $\{N(U_I(I_p)|0^\circ)\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal TSD is 0° ; $\{N(U_I(I_p)|90^\circ)\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal DSD is 90° ; $N(U_0)$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage IIC of the source of the reference signal $\pm U_0$; $N(0)$ is the result of analog-to-digital conversion of the zero input voltage of the TSD, in the last two cases the phase of the control signal of the TSD is preserved.

In the "calibration" mode (Fig. 2) the primary winding of transformers VT1 and VT2 receives voltage from the inputs of BIS U_{k1} and U_{k2} , respectively. Scaling of these stresses is performed using two identical voltage dividers k_{g2} and k_{g3} , respectively. The values of the transfer coefficients of these dividers will be equal and presented in the form:

$$k_{g2} = \frac{R_6}{R_4 + R_6} = 10^{-3}, \quad (4)$$

$$k_{g3} = \frac{R_5}{R_1 + R_5} = 10^{-3}. \quad (5)$$

The value of these coefficients is stored in the memory of the microcontroller μ . Resistors R_1 , R_3 - R_6 are precision.

In the "calibration" mode, which consists of three stages, in the first stage the digital multiplexer MX1 ensures the coherence of the calibration signals BIS U_{k1} and U_{k2} , for this control signals CRT1 and

CRT2 are selected the same and have a phase of 180°. The voltage at the outputs of the BIS will have the following values:

$$U_U(U_{k1}) = U_{k1}k_{g2}k_{VT1}^*k_{MADCI1}k_{LPP1}, \quad (6)$$

$$U_I(U_{k2}) = U_{k2}k_{g3}k_{VT2}^*k_{MADCI2}k_{LPP2},$$

$$U_U(U_{k1}) = (e + jf), \quad (7)$$

$$U_I(U_{k2}) = (m + jn),$$

where

$$e = \frac{\{N(U_U(U_{k1})|0^\circ) - N(0)\}}{N(U_0) - N(0)}U_0^*, \quad f = \frac{\{N(U_U(U_{k1})|90^\circ) - N(0)\}}{N(U_0) - N(0)}U_0^*,$$

$$m = \frac{\{N(U_I(U_{k2})|0^\circ) - N(0)\}}{N(U_0) - N(0)}U_0^*, \quad n = \frac{\{N(U_I(U_{k2})|90^\circ) - N(0)\}}{N(U_0) - N(0)}U_0^*,$$

where $\{N(U_U(U_{k1})|0^\circ)\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal TSD is 0°; $\{N(U_U(U_{k1})|90^\circ)\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal TSD is 90°; $\{N(U_I(U_{k2})|0^\circ)\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal TSD is 0°; $\{N(U_I(U_{k2})|90^\circ)\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal TSD is 90°.

In the mode of "calibration" in the second stage by means of the digital multiplexer MX1 which the quadrature of calibration signals is provided. This determines the quadrature components of the output signals of the BIS, which have the following values:

$$U_U(U_{k1}) = (g + jh); \quad (8)$$

$$U_I(U_{k2}) = (p + jq),$$

where

$$g = \frac{\{N(U_U(U_{k1})|0^\circ) - N(0)\}}{N(U_0) - N(0)}U_0^*, \quad h = \frac{\{N(U_U(U_{k1})|90^\circ) - N(0)\}}{N(U_0) - N(0)}U_0^*,$$

$$p = \frac{\{N(U_I(U_{k2})|0^\circ) - N(0)\}}{N(U_0) - N(0)}U_0^*, \quad q = \frac{\{N(U_I(U_{k2})|90^\circ) - N(0)\}}{N(U_0) - N(0)}U_0^*,$$

where $\{N(U_U(U_{k1})|0^\circ)\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal TSD - 0°; $\{N(U_U(U_{k1})|90^\circ)\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal TSD - 90°; $\{N(U_I(U_{k2})|0^\circ)\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal TSD - 0°; $\{N(U_I(U_{k2})|90^\circ)\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal TSD - 90°.

In the "calibration" mode at the third stage the quadrature components of the output voltages of the functional converters FC1 and FC2 are determined:

$$U_{FC1} = (k + jl); \quad (9)$$

$$U_{FC2} = (r + js),$$

where

$$k = \frac{\{N(U_{FC1})|0^\circ) - N(0)\}}{N(U_0) - N(0)}U_0^*, \quad l = \frac{\{N(U_{FC1})|90^\circ) - N(0)\}}{N(U_0) - N(0)}U_0^*,$$

$$r = \frac{\{N(U_{FC2})|0^\circ\} - N(0)}{N(U_0) - N(0)} U_0^*, \quad s = \frac{\{N(U_{FC2})|90^\circ\} - N(0)}{N(U_0) - N(0)} U_0^*,$$

where $\{N(U_{FC1})|0^\circ\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal TSD - 0° ; $\{N(U_{FC1})|90^\circ\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal TSD - 90° ; $\{N(U_{FC2})|0^\circ\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal TSD - 0° ; $\{N(U_{FC2})|90^\circ\}$ is the result of analog-to-digital conversion of the output voltage of the IIC at the phase shift angle of the control signal TSD - 90° .

The obtained data allow to obtain an adjusted result:

$$P_{corr} = A \sqrt{\frac{(ac - bd)^2 + (bc + da)^2}{(me - nf)^2 + (ne + mf)^2} [(rk - sl)^2 - (ks + rl)^2]} \cos \left[\arctg \left(\frac{bc + ad}{ac - bd} \right) - \Delta\varphi \right], \quad (10)$$

where $\Delta\varphi = \arctg \left(\frac{hp + gq}{gp - hq} \right)$, $A = \frac{k_{g2}^* \cdot k_{g3}^*}{R_{sh}^* \cdot k_{g1}^*}$, k_{g1}^* , k_{g2}^* , k_{g3}^* are the transfer coefficients of the respective divisors, which are stored in computer memory; R_{sh}^* is the resistance of the shunt, which is stored in computer memory.

Conclusions. The proposed scheme allows you to adjust not only the error of change of the modulus of the transmission factor, but also the phase error in the operating frequency range. Due to this, it is possible to use high-quality filters, which will reduce the influence of higher harmonics, the level of which today is quite high and exceeds 10%.

The result obtained by expression (10) will be free from systematic additive and multiplicative errors of all components of the measuring channel including the frequency component of the error, and the accuracy class of the measuring channel will be determined by the accuracy class of sample voltage dividers k_{g1} , k_{g2} , k_{g3} shunt resistance R_{sh} and reference voltage source U_0 .

1. State Standard of Ukraine EN 60688:2014 (EN 60688:2013, IDT; IEC 60688:2012, IDT) Electrical measuring transducers for converting A.C. and D.C. electrical quantities to analogue or digital signals. Kyiv, UkrNDNTs, 2014, 40 p. (Ukr)
2. Tankevich E.M., Varsky G.M., Yakovleva I.V. Influence of components of the measuring channel on errors of measurement of voltage vectors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2011. No 6. Pp. 41–47. (Ukr)
3. Stogniy B.S., Sopol M.F., Varsky G.M., Yakovleva I.V. Three-phase measuring channels of voltage and current vectors, their influence on measurement accuracy. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 1. Pp. 81–87. (Ukr)
4. Varsky G.M., Sopol M.F., Tankevich E.M., Yakovleva I.V. Correction of errors of measuring current channels in means of monitoring of a normal mode of power system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 1. Pp. 71–73. (Ukr)
5. Schiffer V., Evans W.A. Approximations in Senewave Generation and Synthesis. *The radioelectron. engr.* 1978. Vol. 48. No 3. Pp. 113–121. (Eng)
6. Ornatsky D.P., Ornatsky E.P. Pulse frequency multiplier. Author's certificate USSR No 470920, 1975. (Rus)
7. Pulyaev V.I., Usachev Yu.V. Digital registration of emergency events in power systems. Moskva: NTF Energoprogress, 1999. 80 p. (Rus)
8. Surdu M.M., Monastyrsky Z.Y. Variational methods for improving the accuracy of immittance meters. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2015. Pp. 373–385. (Ukr)
9. Ornatsky D.P., Kotlyar V.S., Kvashena O.P., Olinishin O.A. Digital registrar of emergency processes for industrial networks. *Avtomatyzatsiia vyrobnychih protsesiv*. 2004. No 1 (18). Pp. 156–158. (Rus)
10. Temesha G., Mitra S. Modern theory of filters and their design. Moskva: Publishing MIR, 1977. 467 p. (Rus)

КОРЕКЦІЯ ПОХИБОК ВИМІРЮВАЛЬНОГО КАНАЛУ СЕРЕДНЬОЇ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ

Д.П. Орнатський¹, докт. техн. наук, С.В. Єгоров¹, канд. техн. наук, В.В. Довгань², канд. техн. наук

¹Національний Авіаційний Університет,

пр. Гузара Любомира, 1, Київ, 03058, Україна,

e-mail: ornatskiyd@ukr.net, sehorov@gmail.com

²ДП «УКРМЕТРТЕСТСТАНДАРТ»,

вул. Метрологічна, 4, Київ, 03143, Україна,

e-mail: dovgan_csm@ukr.net

У статті запропоновано структурну схему корекції похибок прецизійного вимірювального каналу середньої активної потужності для досліджень в лабораторних умовах та виключно в межах змін основної частоти мережі. Особливістю схеми є використання під час калібрування функціональних перетворювачів з кусково-лінійною апроксимацією. При цьому вхідними напругами цих перетворювачів є трикутна напруга, що формується на виході інтегратора інтегруванням прямокутних біполярних меандрів, які утворюються з вихідних сигналів дільника частоти фазорозчеплювача, синхронізованого з мережею за допомогою пристрою, що збільшує частоту в чотири рази (помножувач частоти), який виконано на основі оригінальної прецизійної амплітудно-імпульсної системи фазового автопідстроювання частоти. Як первинні перетворювачі застосовуються компенсаційні малогабаритні низьковольтні трансформатори з використанням вимірювальних підсилювачів з диференційно розщепленими входами, що забезпечує підвищення лінійності характеристики в широкому динамічному діапазоні, завдяки чому реалізується адитивно-мультиплікативна корекція похибок всього вимірювального тракту по двом точкам. У статті наведено результати комп'ютерного моделювання основних функціональних компонентів вимірювального каналу, які підтверджують його прецизійність та високі метрологічні характеристики. Бібл. 10, рис. 2.

Ключові слова: автоматична корекція похибок, активна потужність, вимірювальний канал, система синхронізації, частотні складові похибок, фазове автоналаштування частоти.

Надійшла 27.05.2021
Остаточний варіант 02.12.2021