



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

№ 6
2021

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

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

EDITORIAL BOARD*

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

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

INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

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

DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.06>

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

- VASETSKY Yu.M., KONDRATENKO I.P. Some physical processes in the application of the electrodynamic method of metal processing3
- БЕЗПРОЗВАННИХ Г.В., КОСТЮКОВ І.О., МОСКВІТІН Є.С. Розділення абсорбційних процесів в неоднорідній ізоляції за кривими відновної напруги силових високовольтних кабелів..... 13

Електромеханічне перетворення енергії

- ДЕНИСОВ Ю.О., БУРСАЛА О.О. Вплив пульсацій напруги живлення лінійного електродвигуна на параметри перехідної характеристики контуру струму бортової авіаційної системи позиціонування.....20

Електроенергетичні системи та установки

- КИРИЛЕНКО О.В., ЩЕРБА А.А., КУЧЕРЯВА І.М. Інтелектуальні технології моніторингу технічного стану сучасних високовольтних кабельних ліній електропередачі29
- RUIQING LIAN, YIRAN YOU, YONG LI, SHIWEI SU Generation-load-storage cooperative optimization scheduling of combined heat and power system considering wind power uncertainty and demand response.....41
- ШПОЛЯНСЬКИЙ О.Г. Безпечне вимкнення елегазових вимикачів у повітряних лініях електропередачі51
- ПАНЬКІВ В.І., ТАНКЕВИЧ Є.М., ТАНКЕВИЧ С.Є. Мінімізація впливу насичення магнітопроводів трансформаторів струму на точність високовольтних трифазних первинних вимірювальних каналів з цифровим виходом58

Інформаційно-вимірювальні системи

- MELNYK V.G., BORSHCHOV P.I., DZYADEVYCH S.V., SAIAPINA O.Y., VASYLENKO O.D. Increasing the sensitivity and metrological reliability of a differential conductometric biosensor system.....68
- КАРАСІНСЬКИЙ О.Л., ТЕСИК Ю.Ф., МОРОЗ Р.М. Прецизійний багатофазний клібратор для перевірки засобів вимірювання параметрів сигналів електричних мереж78
- ДО 85-РІЧЧЯ доктора технічних наук К.О. Липківського.....84
- ПОКАЖЧИК статей за 2021 рік.....86

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

VASETSKY Yu.M., KONDRATENKO I.P. Some physical processes in the application of the electrodynamic method of metal processing 3

BEZPROZVANNYCH G.V., KOSTUKOV I.A., MOSKVITIN E.S. Differentiation of absorption processes in inhomogeneous insulation by curve of recovering voltage of power high voltage cables 13

Electromechanical energy conversion

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 20

Electric power systems and installations

KYRYLENKO O.V., SHCHERBA A.A., KUCHERIAVA I.M. Intellectual technologies for monitoring of technical state of up-to-date high-voltage cable power lines 29

RUIQING LIAN, YIRAN YOU, YONG LI, SHIWEI SU Generation-load-storage cooperative optimization scheduling of combined heat and power system considering wind power uncertainty and demand response 41

SHPOLIANSKYI O.G. Safe opening of sf6 circuit breakers in overhead transmission lines 51

PANKIV V.I., TANKEVYCH Ye.M., TANKEVYCH S.Ye. Minimizing the effect of saturation of high-voltage current transformers on the accuracy of three-phase primary measuring channels with digital output 58

Information-measuring systems in power engineering

MELNYK V.G., BORSHCHOV P.I., DZYADEVYCH S.V., SAIAPINA O.Y., VASYLENKO O.D. Increasing the sensitivity and metrological reliability of a differential conductometric biosensor system 68

KARASINSKIY O.L., TESIK Yu.F., MOROZ R.M. Precision multiphase electrical power standard for the parameters of electrical networks measuring devices calibration 78

TO THE 85TH ANNIVERSARY of doctor of sciences K.O. Lypkivskiy 84

INDEX for papers 2021 86

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

SOME PHYSICAL PROCESSES IN THE APPLICATION OF THE ELECTRODYNAMIC METHOD OF METAL PROCESSING

Yu.M. Vasetsky^{*}, I.P. Kondratenko^{}**
 Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
 pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine,
 e-mail: yuriy.vasetsky@gmail.com; dep7ied@ukr.net

On the basis of the developed analytical mathematical model of non-stationary process of local electrodynamic treatment of metal structures, especially welded joints, and estimation of the main dynamic, electrophysical and thermal characteristics of the process are considered. The characteristics of the motion of the electrode, the distribution of the pulse current in the metal plate, the heating of the metal are found and analyzed. The conclusion about the possibility of realization of devices with simultaneous supply of current pulses of necessary parameters on the shock electromagnetic element and through an electrode to the metal plate to achieve the effect of electroplasticity is made. References 19, figures 9, tables 2.

Key words: electrodynamic treatment of metal products, pulse current distribution, motion equation, electroplasticity effect, heating of metal by pulse currents.

Introduction. Scientific and experimental studies have shown that the treatment of metallic materials, including welds by pulsed electric current and pulsed electromagnetic field has a positive effect on reducing the stress-strain states of metal structures [1, 2]. Pulsed electromagnetic field creates a magnetic pressure in the metal, which is close to the yield strength of the material, which reduces stress levels and increases the plasticity of the metal. Another means of influence is the use of the effect of electroplasticity, which occurs provided that the current density in the metal is not less than a certain value, which, for example, for aluminum alloys reaches 10^9 A/m². The influence of high-density pulsed electric current and of the associated effect of electroplasticity occurs both in the material of high-strength steels [3] and in some non-ferrous metals and their alloys: aluminum, magnesium [4 – 6], zirconium [7] and others.

Achieving the required level of current density in the metal is carried out using various methods. Moreover, as noted in [8], the transients of the dynamic mode, which are associated with the type of power supply, are important. Non-contact induction method current input in a limited area of the weld [9, 10] is characterized by relative simplicity of use and low energy consumption. A promising way to improve the mechanical and operational characteristics of welded joints is electrodynamic treatment – a new method based on the simultaneous local action of pulsed electrodynamic force and pulsed electric current flowing due to direct contact [11, 12]. It is due to the flow of high-density pulsed current that the realization of the electroplastic effect becomes possible [2].

The principle of operation of the device for electrodynamic processing is to apply simultaneously a current pulse $I_0(t)$ to the metal electrode and a current pulse $I_k(t)$ to the inductor coil with the number of turns n . The pulse magnetic field of the inductor coil induces the eddy currents in the metal

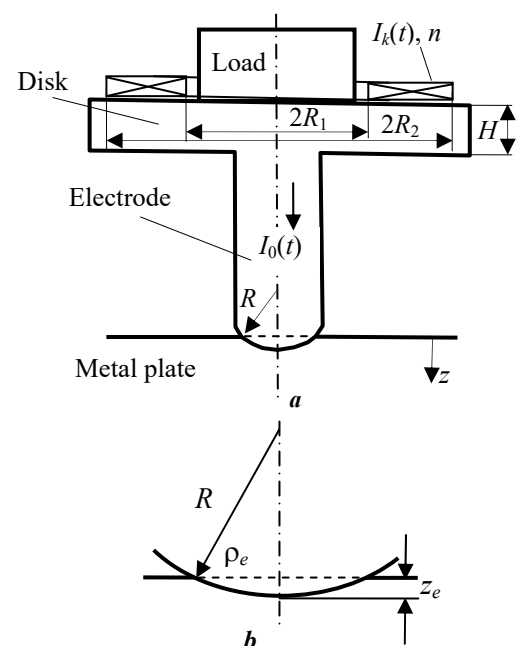


Fig. 1

© Vasetsky Yu.M., Kondratenko I.P., 2021
 ORCID ID: ^{*} <https://orcid.org/0000-0002-4738-9872>; ^{**} <https://orcid.org/0000-0003-1914-1383>

disk and as a result the electrodynamic force acts in the disk connected to the electrode (Fig. 1, *a*). (Hereinafter, in cases where the disk with the electrode is considered as a single object, it will be called a "shock element").

The shock element by mass m under the action of electromagnetic force creates a dynamic impact on the metal plate. This leads to the deepening of the electrode into the metal and to an increase in the area of contact of the electrode with the plate (Fig. 1, *b*). The load with the mass M is designed to create the pressure of the electrode to the metal plate at the initial time.

The application of local electrodynamic treatment of metal structures, including welds, requires the assessment of interrelated electrodynamic, electrophysical and thermal processes. Each of these processes affects the mechanical properties of the metal in local area.

Hence, the **purpose** of the work is to develop a mathematical model of the non-stationary process of electrodynamic processing of metal structures and finding on its basis the basic electrodynamic, electrophysical and thermal characteristics of the process. We will estimate the process characteristics using certain simplifications, which allows us to apply analytical methods of analysis. This approach makes it possible to analyze the overall impact of the main factors and it is a feature of this study.

1. Mathematical model and analytical calculation method.

A. Parameters of current pulses and electromagnetic processes in the disk. In the analytical model the currents $I_k(t)$ and $I_0(t)$ will be described as exponentially decaying oscillating pulses:

$$I(t) = I_m e^{-\alpha t} \sin \beta t. \quad (1)$$

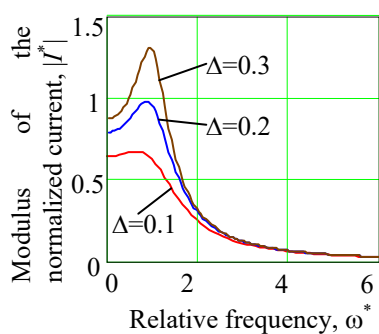
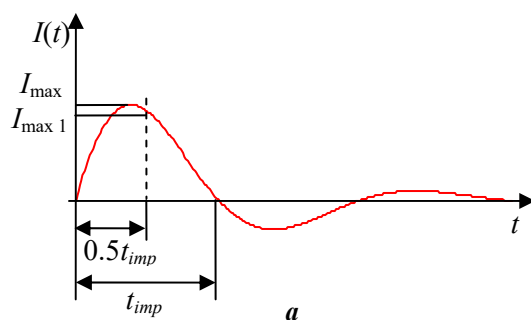


Fig. 2

The parameters of the pulse I_m, α, β are related to other characteristics that can be considered given (Fig. 2, *a*): the pulse time t_{imp} , which will be defined as the duration of the first half-wave; the maximum value of the current pulse I_{max} or the amplitude value of the first half-wave I_{max1} ; the ratio of the amplitudes of the second half-wave to the first one Δ , which should be negligible. Hence we have the relationship between the parameters of the pulse and the specified characteristics:

$$\beta = \pi/t_{imp}, \quad \Delta = e^{-\alpha \frac{3\pi}{2\omega}} / e^{-\alpha \frac{\pi}{2\omega}} \text{ from here } \alpha = \frac{\beta}{\pi} \ln \frac{1}{\Delta} = \frac{1}{t_{imp}} \ln \frac{1}{\Delta},$$

$$I_{max1} = I_m e^{-\alpha \frac{t_{imp}}{2}} \text{ from here } I_m = I_{max1} e^{\frac{1}{2} \ln \frac{1}{\Delta}} = \frac{I_{max1}}{\sqrt{\Delta}}. \quad (2)$$

Note that the parameter β is uniquely related to the pulse time t_{imp} and therefore it can also be considered as a given parameter.

Since pulse processes are considered, and some estimates are made for characteristic frequencies, the possibility of their use will be evaluated by parameters that are determined by the part of energy of the frequency spectrum in

the selected frequency limits.

The complex-value amplitude of frequency spectrum $\dot{I}(i\omega)$ of the current pulse (1) is the following [13]:

$$\dot{I}(i\omega) = \frac{I_m \beta}{(\alpha + i\omega)^2 + \beta^2}. \quad (3)$$

In Fig. 2, *b* shows the dependence of the modulus of the normalized current $|I^*(i\omega)| = \beta |\dot{I}(i\omega)| / I_m$ on the relative frequency $\omega^* = \omega/\beta$ for the three values of the parameter Δ . It is seen that for this type of pulse, provided that the second half-wave is small (small value of the parameter Δ), there is no sharp maximum of the frequency spectrum nearby $\omega/\beta \approx 1$ and low frequencies are significantly present in the spectrum.

Peculiarities of electromagnetic processes taking into account eddy currents in conducting body are determined by the ratio of the field penetration depth $\delta = \sqrt{2/(\omega\mu\mu_0\gamma)}$ and the corresponding size of the body H [14] (here γ is specific conductivity, μ is relative magnetic permeability of the medium). The condition of a strong skin effect, when the field completely decays in the thin surface layer of the body, is fulfilled for all frequencies of the spectrum, starting from a certain frequency $\omega \geq \omega_1$. On the contrary, the condition of weak skin effect, when the induced currents in the conducting body almost do not affect the field of external sources (magnetic field of the inductor), is fulfilled for low frequencies that do not exceed a certain value $\omega \leq \omega_2$ [15]. In the device under consideration, it is necessary to create a repulsive force of interaction between the inductor and the disk. Therefore for the disk it is inexpedient to use the materials which are magnetized, and further it is accepted that $\mu = 1$.

The electromagnetic interaction between the inductor and the metal disk in the device in Fig. 1, *a* under the condition of strong skin effect is much greater than with weak skin effect. This is the first reason why you should try to get parameters with strong skin effect. The second reason is the distribution of eddy currents and, accordingly, the electromagnetic forces of the interaction between the inductor and the disk.

So, under the condition of strong skin effect, the surface current density $j_s(t) = B_k(t)(2\mu_0)^{-1}$ changes in time according to the same law as the magnetic flux density $B_k(t)$ created by the inductor at the body surface [9]. That is, during the time, the surface density of electromagnetic forces, or otherwise, the magnetic pressure $F_s = B_k(t)j_s(t) = [2B_k(t)]^2(2\mu_0)^{-1}$ does not change sign and the direction of action.

A different distribution of eddy currents and electromagnetic forces occurs with weak skin effect. In this case, the induced electric field and the density of eddy currents in the conducting body are proportional to the time derivative of the induction of the external magnetic field and, accordingly, of the inductor current $j \sim \frac{\partial B_k}{\partial t} \sim \frac{\partial I_k}{\partial t}$. The components of the vector of the electromagnetic forces volume density change sign

over time, i.e. change the direction of action to the opposite. Moreover, since $\int_0^{t_{imp}} I_k \frac{dI_k}{dt} dt = 0$, the total mechanical impulse transmitted to the conducting body is equal to zero. Due to this feature of the action of electromagnetic forces to the disk, the use of system parameters with weak skin effect is undesirable, since it can lead to a rebound of the electrode from the metal plate and the appearance of a spark when current flows through the electrode.

The estimation of the cutoff frequencies ω_1 and ω_2 is performed by a parameter determined by parts of energy of the frequency spectrum of the current pulse: ω_1 under the condition of strong skin effect for each frequency $\omega \geq \omega_1$ and ω_2 under the condition of weak skin effect for all frequencies $\omega \leq \omega_2$:

$$d_1(\omega_1) = \frac{\int_{\omega_1}^{\infty} |\dot{I}(i\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |\dot{I}(i\omega)|^2 d\omega}, \quad d_2(\omega_2) = \frac{\int_0^{\omega_2} |\dot{I}(i\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |\dot{I}(i\omega)|^2 d\omega}. \quad (4)$$

The characteristics $d_1(\omega_1)$ for the pulse (1) are shown in Fig. 3, *a*. As can be seen, for pulses that

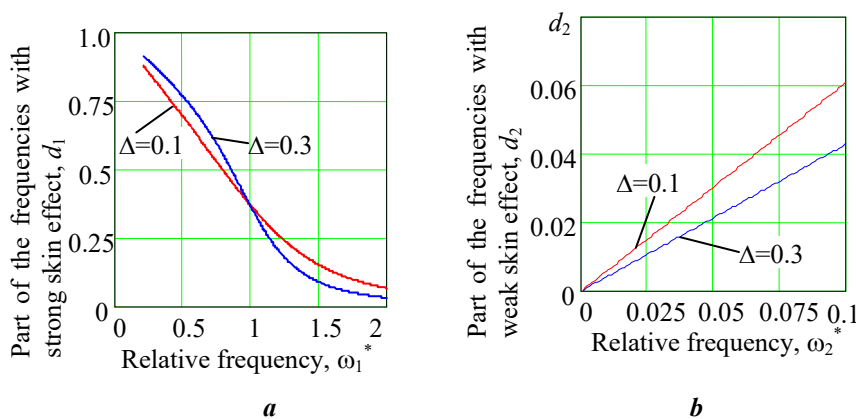


Fig. 3

quickly decaying over time t_{imp} , the characteristics are weakly dependent on the parameter Δ . Choosing, for example, for $\Delta = 0.1$ the value of the cutoff frequency $\omega_1^* = \omega_1/\beta = 0.5$, we obtain that the part of all frequencies in the spectrum by the parameter $d_1(\omega_1)$ is $d_1 = 0.69$. In Fig. 3, *b* shows the dependence of another indicator $d_2(\omega_2)$ on the cutoff frequency

$\omega_2^* = \omega_2 / \beta$ for the weak skin effect in the low frequency range of the pulse spectrum (3).

The cutoff frequency ω_1 allows to determine the minimum thickness $H = k_1 \delta(\omega_1)$ of the conducting body (for the device in question this is the thickness H of the metal disk), when the strong skin effect occurs. Usually, we can assume that the field is almost completely decays in the surface layer at $k_1 = 3$, i.e. the condition of strong skin takes place.

The condition of weak skin effect for a body with characteristic size H compared to the penetration depth can be written as $H = k_2 \delta(\omega_2)$, where $k_2 < 1$. Comparing the conditions of the strong and weak skin effect for the body thickness H , we obtain that the ratio of the cutoff frequencies in the frequency spectrum of the current pulse is:

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{\omega_2^*}{\omega_1^*} = \frac{k_2^2}{k_1^2}. \quad (5)$$

From (5) it follows that the cutoff frequencies are significantly different. So, for the previous example $\omega_1^* = 0.5$ and $k_1 = 3$, the relative value of the cutoff frequency ω_2^* will be $\omega_2^* < 0.056$. That is, according to the entered indicator, the part of frequencies at which the weak skin effect is appeared is insignificant. However, there is a frequency range $\omega_2 < \omega < \omega_2^*$ at which electromagnetic processes in the conducting media do not have pronounced signs of strong or weak skin effect. At the same time, for the selected disk thickness H , the frequencies $\omega \geq \omega_1$ remain the predominant component. Therefore, in the future we will assume that the choice of disc material and its size H is based on parameters $\omega_1^* = 0.5$, $k_1 = 3$ and the strong skin effect takes place in the disc.

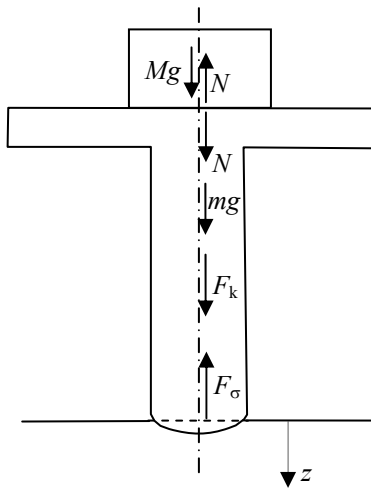


Fig. 4

B. The forces acting to the device shock element consist of the gravity forces of the load Mg and the shock element itself mg , as well as forces from the inductor F_k (Fig. 4). An oppositely directed force F_σ is associated with the mechanical stresses in the plate. In addition to these forces in Fig. 4 shows the force N of mechanical interaction between the load and the shock element. All these forces determine the movement dynamics of the shock element. We provide specific expressions that define forces.

In an axisymmetric system, the electromagnetic force $F_k(t)$ acting to the metal disk in the vertical direction is defined by the interaction of the radial component of the magnetic flux density B_ρ of the inductor with the surface density of the azimuthal directional induced current j_s . Assuming that the thickness of the disk and winding is much smaller than the radial size of the inductor $2R_2$, in the approximate analytical model we can assume that the radial component of the magnetic field B_ρ and the surface density j_s do not change within the inductor size $R_2 - R_1$. Given that with the strong skin effect $j_s = 2B_k = 2I_k(t)n/[\mu_0(R_2 - R_1)]$, where n is the number of turns of the winding, we find the force acting to the disk:

$$F_k(t) = B_k j_s \pi (R_2^2 - R_1^2) = \frac{\mu_0 \pi}{2} \frac{R_2 + R_1}{R_2 - R_1} I_k^2(t) n^2. \quad (6)$$

We assume that under the action of the electrode pressure in the metal plate there are only plastic deformations, for which the mechanical stresses are characterized by the condition $\sigma = \text{const}$. In this case, the oppositely directed force acts on the electrode:

$$F_\sigma = \sigma \pi \rho_k^2, \quad (7)$$

where at $z_k \ll R$ (Fig. 1, b) the radius of the dent is $\rho_k \approx \sqrt{2Rz_k}$.

C. Equation of motion and its solution. Under the action of all forces in the first stage, the shock element together with the load moves in the direction of the axis z . In the second stage, the load lags behind the shock element, which continues to move. The dent deepens and increases in radius.

The equation of accelerated motion in the first stage is:

$$(M + m) \frac{d^2 z_1}{dt^2} + 2\pi R \sigma z_1 = (M + m)g + F_k(t), \quad (8)$$

where in the first stage the value z_e is marked as z_1 , g is acceleration of gravity. The initial conditions are as follows:

$$z_1(t=0) = z_0 = \frac{(M + m)g}{2\pi R \sigma}, \quad \left. \frac{dz_1}{dt} \right|_{t=0} = v_0 = 0. \quad (9)$$

The end time of the first stage is defined as $\frac{d^2 z_1}{dt^2} = g$.

We rewrite equation (8) in the form where all functions are presented explicitly:

$$\frac{d^2 z_1}{dt^2} + a_1^2 z_1 = g + \frac{b_1}{2} e^{-2\alpha_k t} (1 - \cos 2\beta_k t), \quad (10)$$

where

$$a_1^2 = \frac{2\pi R \sigma}{M + m}, \quad b_1 = \frac{\mu_0 \pi n^2}{2(M + m)} \frac{R_2 + R_1}{R_2 - R_1}. \quad (11)$$

We will look for the analytical solution of the equation in the form of the sum of the general solution of the homogeneous z_{1g} and partial solution of the inhomogeneous z_{1p} equations $z_1 = z_{1g} + z_{1p}$ [16].

The general solution of homogeneous equation is:

$$z_{1g} = A_{11} \sin a_1 t + A_{12} \cos a_1 t. \quad (12)$$

The right-hand member of inhomogeneous equation (10) is the sum of three functions of special kind $z_{1p} = z_{1p1} + z_{1p2} + z_{1p3}$ for which partial solutions are known [13]:

$$z_{1p1} = \frac{g}{a_1^2} = z_0, \quad z_{1p2} = \frac{b_1}{2} \frac{e^{-2\alpha_k t}}{4\alpha_k^2 + a_1^2}, \quad z_{1p3} = -\frac{b_1}{2} \operatorname{Re} \left[\frac{e^{-2\alpha_k t + i2\beta_k t}}{(-2\alpha_k + i2\beta_k)^2 + a_1^2} \right], \quad (13)$$

where i is imaginary unit.

The constants A_{11} and A_{12} in (12) are defined from the initial conditions (9):

$$A_{12} = z_0 - z_{1p}(0) = -z_{1p1}(0) - z_{1p2}(0), \quad A_{11} = -\frac{1}{a_1} \left(\left. \frac{dz_{1p1}}{dt} \right|_{t=0} + \left. \frac{dz_{1p2}}{dt} \right|_{t=0} \right). \quad (14)$$

The presented solution is valid until t_{1e} when the shock element is detached from the load. At this point in time, the position of the shock element is $z_1(t_{1e}) = z_{1e}$ and its speed is $v_{1e} = (dz_1 / dt)|_{t=t_{1e}}$.

In the second stage, the equation of motion remains similar (1) with no mass M . The initial conditions at the moment of time $t = t_{1e}$ have the following meanings $z_{20} = z_{1e}$, $v_{20} = v_{1e}$.

The general solution of the homogeneous and partial solution of the inhomogeneous equations is also similar to (12) and (13) with the replacement of the coefficients a_1 and b_1 by a_2 and b_2 in which there is no mass M . In the second stage, the constants A_{21} and A_{22} in the general solution of the homogeneous equation, in contrast to the first stage, are taken into account the nonzero value of the velocity at the initial moment of time:

$$\begin{aligned} A_{21} \sin a_2 t_{1e} + A_{22} \cos a_2 t_{1e} &= z_{20} - z_{2p0} - z_{2p1}(t_{1e}) - z_{2p2}(t_{1e}), \\ a_2 A_{21} \cos a_2 t_{1e} - a_2 A_{22} \sin a_2 t_{1e} &= v_{20} + \left. \frac{dz_{2p1}}{dt} \right|_{t=t_{1e}} + \left. \frac{dz_{2p2}}{dt} \right|_{t=t_{1e}}. \end{aligned} \quad (15)$$

The process ends at a time t_{2e} determined by the stop moving $dz_k / dt = 0$.

D. Current pulse in the metal plate. For a metal plate with high electrical conductivity γ , for example aluminum, and current pulse parameters used in experiments [12], we can assume that the field penetration depth into the plate for the characteristic frequencies of the current pulse significantly exceeds the radius of the dent $\delta \gg \rho_e$. It follows that within the distances $r < \delta$ from the center of the dent, the

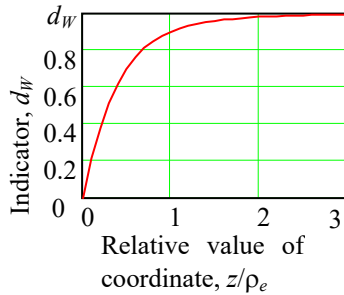
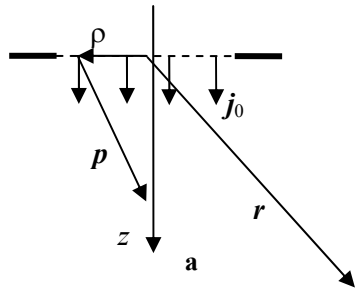


Fig. 5

electric field can be considered as potential [13], and the distribution of current density in the plane of the dent is homogeneous $j_0 = I_0(t)/(\pi\rho_e^2) = \gamma E_0$. We assume that current density j_0 is given on a flat surface (Fig. 5), neglecting the depth of the dent.

The problem is to determine the distribution of current density in the metal plate j and the thermal-power density (volumetric density of heat sources) released during the flow of current $w = j^2/\gamma$, as well as the increase in temperature ΔT of the metal near the dent.

The potential, defined in the usual way $E = j/\gamma = -\text{grad}\varphi$, is found as a solution of the Neumann problem for the Laplace equation in the lower half-space, where the normal derivative of the potential $\frac{\partial\varphi}{\partial z} = -\frac{j_0}{\gamma}$ is given on the surface at $\rho \leq \rho_e$, and on the other part of the

surface it is given $\frac{\partial\varphi}{\partial z} = 0$ [17, 18]. The problem has a simple solution in the form of a field of a simple layer of sources that are evenly distributed within the circle $\rho \leq \rho_e$. However, the formulation of the boundary value problem is simplified in the sense that within the circle $\rho \leq \rho_e$ it assumes the presence of some tangent component of the field.

The potential on the axis z is as follows:

$$\varphi = \frac{j_0}{2\pi\gamma} \int \frac{1}{\sqrt{\rho^2 + z^2}} dS = \frac{j_0}{\gamma} \left(\sqrt{\rho_e^2 + z^2} - z \right). \quad (16)$$

Hence the current density on the axis z is equal to:

$$j(z,t) = -\gamma \frac{\partial\varphi}{\partial z} = \frac{I_0(t)}{\pi\rho_e^2} \left(1 - \frac{z}{\sqrt{\rho_e^2 + z^2}} \right). \quad (17)$$

The thermal-power density is written as:

$$w = \frac{j^2}{\gamma} = \frac{I_0^2(t)}{\pi^2\gamma\rho_e^4} \left(1 - \frac{z}{\sqrt{\rho_e^2 + z^2}} \right)^2. \quad (18)$$

From (17) it follows that at distances $z > \rho_e$ when the values $(\rho_e/z)^2$ can be neglected, the current density decays approximately as the second power of the distance from the surface $j \approx I_0(t)/(2\pi z^2)$. Accordingly, the value $w(z,t)$ in (18) decreases much faster – inversely proportional to the fourth power of the distance $w \approx I_0^2(t)/(\pi^2\gamma z^4)$. The functions decrease along an arbitrary radial direction (Fig. 5, a) in a similar way $j \approx I_0(t)/(2\pi r^2)$, $w \approx I_0^2(t)/(\pi^2\gamma r^4)$. It follows that the effect of the pulsed current flow takes place in a limited volume near the contact of the electrode with the plate. A certain characteristic may be an indicator that determines the part of thermal energy released near the electrode:

$$d_w = \int_0^{\tilde{z}} w dz \Big/ \int_0^{\infty} w dz. \quad (19)$$

In Fig. 5, b the dependence of the indicator on the coordinate to which the energy is taken into account, confirms the conclusion. The distribution of the field over distances has almost no effect on the total amount of heat released. However, the volume where the physical processes associated with the current density can be larger than the volume where the thermal processes occur.

The temperature rise $\Delta T(z,t)$ depends on both the time and the position of the point in the volume of the plate. The value $\Delta T(z,t)$ is determined by the total amount of heat released up to the time t :

$$\Delta T(z,t) = \frac{1}{C_p\rho_0} \int_0^t w(z,\tau) d\tau. \quad (20)$$

where C_p is heat capacity, ρ is density.

2. Calculation results. Calculations of mechanical effect characteristics, current density, thermal-power density and temperature rise are given for an aluminum plate with the following physical properties: $\sigma = 10^8$ Pa, $\gamma = 3.7 \cdot 10^7$ 1/($\Omega \cdot \text{m}$), $C_p = 888$ J/(kg·K), $\rho = 2700$ kg/m³ [19].

The parameters of the current pulses in the winding and in the electrode are chosen so that the negative half-wave is small. Table 1 shows the initial data and the corresponding parameters of the current pulse in the inductor winding $I_k(t)$, and Table 2 shows similar data for the current pulse through the electrode $I_0(t)$.

Table 1

Initial data	$t_{impk} = 800 \cdot 10^{-6}$ s	$\Delta_k = 10^{-1}$	$I_{max1k} = 5 \cdot 10^2$ A
Pulse parameters	$\beta_k = 3.93 \cdot 10^3$ s ⁻¹	$\alpha_k = 2.88 \cdot 10^3$ s ⁻¹	$I_{mk} = 15.8 \cdot 10^2$ A, $I_{maxk} = 641$ A

Table 2

Initial data	$t_{imp0} = 500 \cdot 10^{-6}$ s	$\Delta_k = 10^{-1}$	$I_{max10} = 5 \cdot 10^3$ A
Pulse parameters	$\beta_0 = 6.28 \cdot 10^3$ s ⁻¹	$\alpha_0 = 4.61 \cdot 10^3$ s ⁻¹	$I_{m0} = 15.8 \cdot 10^3$ A, $I_{max0} = 6410$ A

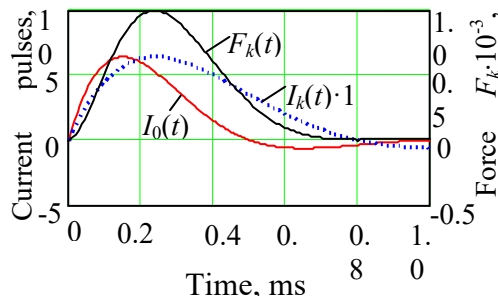


Fig. 6

The winding has $n = 20$ turns and the following radial dimensions: $2R_1 = 2 \cdot 10^{-2}$ m, $2R_2 = 9,2 \cdot 10^{-2}$ m.

In Fig. 6 shows the dependence of the selected current pulses on the time, as well as the force calculated by expression (6), with which the inductor acts on the shock element.

When choosing the material and thickness of the disk two circumstances must take into account. To reduce the inertia of the shock element, the mass of the disk, as the main component of its mass, should be as small as possible. The second circumstance is the need to choose the thickness of the disk under the condition of strong skin effect. Considering both

positions, the disc material should have a low density and high conductivity. Aluminum meets these requirements to the greatest extent.

The thickness of the disk, as noted, is defined as $H = k_1 \delta(\omega_1)$, where $k_1 = 3$ and for the selected parameters of the current pulse we have $\omega_1 = \omega_1^* \beta_k = 0.5 \cdot 3.93 \cdot 10^3 = 1.96$ s⁻¹. As a result, we find the thickness of the disk $H = 0.014$ m and its mass $m \approx 0.3$ kg. Given the insignificant mass of the electrode compared to the mass of the disk for the total mass of the shock element we will take the value $m = 0.3$ kg. The weight of the load is $M = 2.5$ kg. Electrode rounding radius $R = 1.5 \cdot 10^{-2}$ m.

All calculations were performed for these parameters according to the presented analytical expressions.

A. Characteristics of shock element motion. The first stage of the shock element motion up to the separation of the load is occurred for a very short period of time $t_{1e} = 2,6 \cdot 10^{-5}$ s. During this period, the depth and radius of the dent are almost unchanged from the initial values $z_0 = 2.9 \cdot 10^{-6}$ m, $\rho_0 = 2.96 \cdot 10^{-4}$ m. This is due to the small value of force $F_k(t)$ during this period and the significant weight of the load.

In Fig. 7, *a* for the entire period of time before the stop of the shock element, the dependences of the depth z_e and radius ρ_e of the dent on the time are presented. It can be seen that at the moment $t \approx 0.15$ ms when the current through the electrode reaches its maximum, the dent radius does not differ much from its minimum value at the initial moment of time. It allows to get almost the maximum current density in the metal plate. This explains the choice of shorter pulse time t_{imp0} of current $I_0(t)$ compared to the pulse time t_{impk} of current $I_k(t)$.

The obtained values of acceleration a and velocity v of the shock element (Fig. 7, b) may indicate the effectiveness of mechanical action. It is seen that the shock element reaches the maximum speed $0.2 - 0.3$ m/s at the time $t \approx 3 \cdot 10^{-4}$ s. During motion, the maximum positive acceleration reaches the value of 1000 m/s², and the negative acceleration (braking) occurs at the time of stopping the shock element and is approximately -2000 m/s². Such values can be quite effective without additional transmission of the current pulse through the electrode.

A certain characteristic of the impact efficiency, which is easily determined in this model representation, is the total mechanical impulse transmitted to the metal plate:

$$Y = \rho \int_0^{t_{2e}} v(t) \pi \rho_e^2(t) dz(t) = \pi \rho \int_0^{t_{2e}} v^2(t) \rho_e^2(t) dt. \quad (21)$$

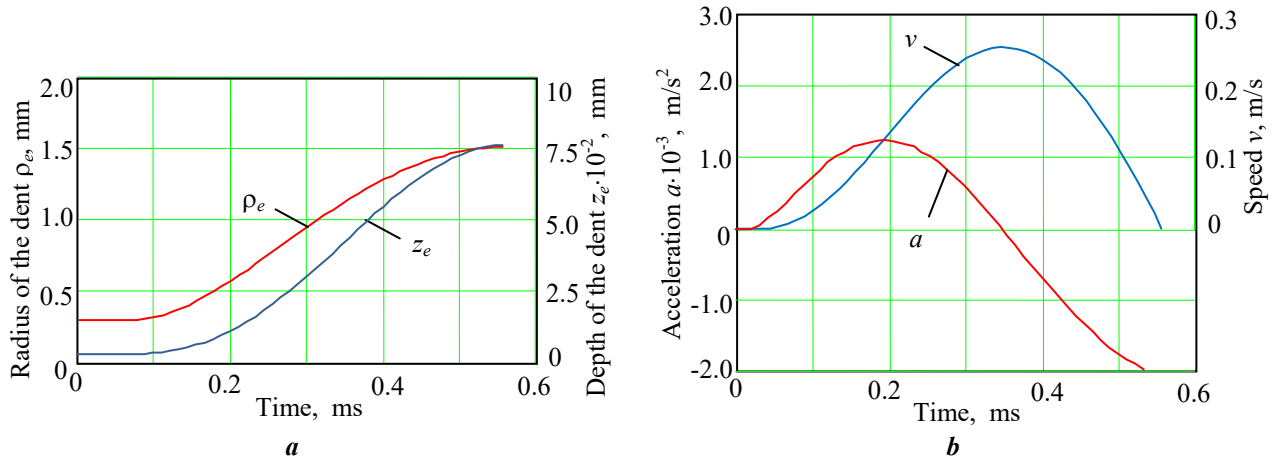


Fig. 7

Substituting all necessary values, we determine the indicator of mechanical action for this example $Y = 1.49 \cdot 10^{-7}$ kg · m/s.

Another indicator may be the average value of force $\bar{Y} = Y/t_{2e}$. For this example, we have $\bar{Y} = 2.69 \cdot 10^{-4}$ kg · m/s².

These indicators can be used to compare the results of the study of systems with different electrode masses and different current pulses.

B. Processes associated with current flow in metal plate. From the point of view of the local effect on metal plate and mechanical properties of the weld, the flow of pulsed current is accompanied by the following physical processes: the achievement in a certain volume around the electrode the current density, when the electroplasticity effect occurs; heating a limited volume of the plate to a temperature at which the internal mechanical stresses decrease.

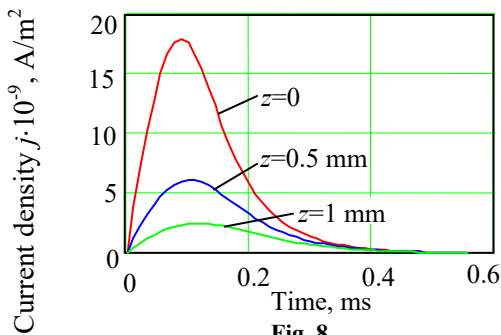


Fig. 8

From (17) it follows that the current density $j(z, t)$ is determined both by the dependence on the time of the current pulse $I_0(t)$ and also by the contact radius $\rho_e(t)$, the value of which is defined by the electrode movement dynamics. In Fig. 8 shows graphs of time dependences of the current density $j(z, t)$ at different distances from the surface of the metal plate. The value of the current density $j \geq 10^9$ A/m², at which the effect of electroplasticity takes place, is realized for the values of the coordinate $z \leq 2$ mm and, accordingly, for distance $r \leq 2$ mm.

With the value of the current density is related to the volumetric density of heat sources $w(z, t)$. Its dependences on time at the same values of coordinate z calculated according (18) are shown in Fig. 9, a. The decrease with the depth of the volumetric density of heat sources is reflected in the temperature distribution to which the metal plate is heated. Fig. 9, b shows the dependence of the plate temperature rise on the time at different values of the coordinate z .

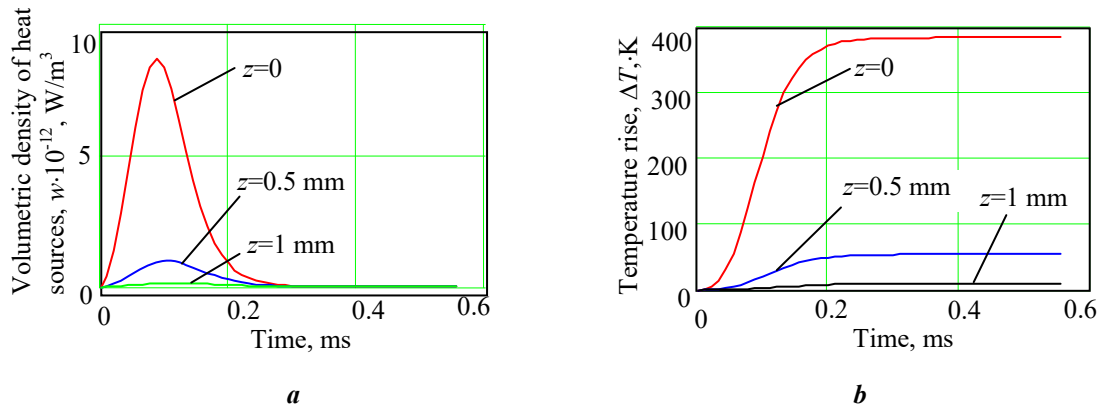


Fig. 9

It is seen that, on the one hand, to obtain any significant increase in the temperature of the metal inside the plate is not possible. Accordingly, it will be no effect on the mechanical properties in the volume. On the other hand, the heating of the surface layer is significant, in our case the temperature rise is close to $\Delta T = 400 \text{ K}$. At this temperature the plasticity of aluminum increases sharply. The possibility of reaching the melting point of the surface layer must be taken into account when choosing the parameters of current pulses.

Conclusion. 1. Analysis of dynamic, electromagnetic and thermal characteristics shows that the device, which implements an electrodynamic method of local influence on the mechanical properties of metal structures, especially on welds of non-ferrous metals, can be realized by simultaneously applying current pulses to the shock electromagnetic element and to the electrode, which touches a metal plate. The parameters of the mechanical system and current pulses can be selected in such a way that both the dynamic shock and the realization of the conditions for the manifestation of the electroplasticity effect are sufficiently effective.

2. From the point of view of achieving the maximum electromagnetic interaction between the magnetic field of the inductor and the conducting disk of the shock element, the parameters of the inductor current pulse, material and thickness of the disk should be chosen provided there is strong skin effect. Estimation of the manifestation of the skin effect for the pulsed magnetic field can be performed according to the entered parameters taking into account the parts of the frequency spectrum of the current pulse under conditions of strong and undesirable weak skin effect.

3. The use of the analytical mathematical model of the dynamics of the immersion of the electrode in the conducting plate for the inductor current pulse with the parameters used in the experiments, allows to determine the speed and acceleration of the shock element, which indicate the effectiveness of dynamic impact. Analysis of the increase in the contact area of the electrode makes it possible to select the parameters of the current pulse flowing through the electrode, which realizes the maximum current density near its contact with the metal plate.

4. The pulse current density in the aluminum plate, exceeding the value of 10^9 A/m^2 , at which the effect of electroplasticity takes place, is realized in the area, the linear dimensions of which do not exceed 2 mm. The question of the sufficiency of such dimensions to reduce mechanical stresses across the width of the weld may be the subject of additional research. Significant heating of the plate near the contact below the melting point of aluminum occurs only for a thin surface layer of the plate, and it does not affect the mechanical properties of the material in volume.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розробка та виготовлення джерела імпульсного струму та виконавчого механізму комплексу для електродинамічної обробки зварних з'єднань, яка виконується в процесі зварювання плавленням» (шифр – «Ресурс -2») цільової комплексної програми наукових досліджень НАН України «Надійійність і довговічність матеріалів, конструкцій, обладнання та споруд» (КПКВК 6541230).

1. Stepanov G.V., Babutskiy A.I. Effect of High-Density Pulsed Electric Current on Strength of Metallic Materials and Stress-Strain State of Structural Components. Kyiv: Naukova dumka, 2010. 276 p. (Rus).
2. Baranov Yu.V., Troitsky O.A., Avraamov Yu.S., Shlyapin A.D. Physical fundamentals of electropulse and electroplastic treatments and new materials. Moskva: MGIU, 2001. 844 p. (Rus).

3. Xun Liu, Shuhuai, Lan Jun Ni. Experimental study of Electro-Plastic Effect on Advanced High Strength Steels. *Materials Science and Engineering: A*. 2013. Vol. 582. Pp. 211-218. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.msea.2013.03.092>.
4. Babutsky A., Chrysanthou A., Ioannou J. Influence of pulsed electric current treatment on corrosion of structural metals. *Strength of materials*. 2009. Vol. 41. No 4. Pp. 387-391. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-009-9142-3>.
5. Moon-Jo Kim, Keunho Lee, Kyu Hwan Oh, In-Suk Choi, Hyeong-Ho Yu, Sung-Tae Hong, Heung Nam Han. Electric current-induced annealing during uniaxial tension of aluminum alloy. *Scripta Materialia*. 2014. Vol. 75. Pp. 58-61. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.scriptamat.2013.11.019>.
6. Hui Xu, Xuebing Liu, Di Zhang, Xinfang Zhang. Minimizing serrated flow in Al-Mg alloys by electroplasticity. *Journal of Materials Science & Technology*. 2019. Vol. 35. Issue 6. Pp. 1108-1112. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jmst.2018.12.007>.
7. Ming Li, Defeng Guo, Jingtao Li, Shimin Zhu, Chao Xu, Kaifang Li, Yadan Zhao, Bingning Wei, Qian Zhang, Xiangyi Zhang. Achieving heterogeneous structure in hcp Zr via electroplastic rolling. *Materials Science and Engineering: A*. 2018. Vol. 722. Pp. 93-98. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.msea.2018.02.106>.
8. Grimm T.J., Mears L. Effect of power supply type on the electroplastic effect. *Journal of Manufacturing Processes*. 2020. Vol. 56. Part B. Pp. 1263-1269. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jmapro.2020.04.020>
9. Vasetsky Yu. M. Three-Dimensional Quasi-Stationary Electromagnetic Field of the Current Near Conducting Body. Kyiv: Pro Format, 2019. 213 p. (Rus).
10. Vasetsky Yu.M., Kondratenko I.P. Electromagnetic field of the inductor for local electric pulse effects on metal products. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 4. Pp. 11-14. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.011>
11. Lobanov L.M., Paschin N.A., Mykhodui O.L., Sydorenko Yu.M. Effect of the indenting electrode impact on the stress-strain state of an AMg6 alloy on electrodynamic treatment. *Strength of Materials*. 2017. Vol. 49. Issue 3. Pp. 369–380. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-017-9877-1>.
12. Lobanov L.M., Kondratenko I.P., Zhiltsov A.V., Pashchin N.A., Mikhodui O.L. Development of post-weld electrodynamic treatment using electric current pulses for control of stress-strain states and improvement of life of welded structures. *Materials Performance and Characterization*. 2018. Vol. 7. No 4. Pp. 941-956. DOI: <https://doi.org/10.1520/MPC20170092>.
13. Korn G., Korn T. *Mathematical Handbook for Scientists and Engineers: Definitions, Theorems, and Formulas for Reference and Review*. Dover Publications, Revised edition, 2000. 1151 p.
14. Polivanov K.M. *Theoretical bases of electrical engineers*. Vol. 3. *Electromagnetic field theory*. Moskva: Energiia, 1969. 352 p. (Rus)
15. Vasetsky Yu.M. *Electrodynamics. Basic concepts, potential and quasi-stationary fields*. 2009. Kyiv: Vydavnytstvo Natsionalnoho aviatsiinoho universytetu NAU-DRUK, 160 p. (Rus)
16. Smirnov V.I. *A Course of Higher Mathematics*. Vol. 2. Elsevier, 1964. 640 p.
17. Tihonov A.N., Samarskiy A.A. *Equations of mathematical physics*. Moscow: Moscow University, 1999. 798 p. (Rus)
18. Simonyi K. *Foundation of Electrical Engineering*. Elsevier Ltd, 1963. 848 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/C2013-0-02694-1>.
19. *Encyclopedia of the Elements: Technical Data - History - Processing - Applications*. John Wiley & Sons, 2008. 1309 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9783527612338>.

ДЕЯКИ ФІЗИЧНІ ПРОЦЕСИ ПІД ЧАС ЗАСТОСУВАННЯ ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНОГО МЕТОДУ ОБРОБКИ МЕТАЛЕВИХ ВИРОБІВ

Ю.М. Васецький, докт. техн. наук, **І.П. Кондратенко**, чл. -кор. НАН України
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: yuriy.vasetsky@gmail.com; dep7ied@ukr.net

На основі розробленої аналітичної математичної моделі розглянуто нестационарні процеси локальної електродинамічної обробки металевих виробів, перш за все зварних з'єднань, та оцінки основних динамічних, електрофізичних і теплових характеристик процесу. Знайдено та проаналізовано характеристики руху електрода, розтікання імпульсного струму в металевому листі, нагрівання металу. Зроблено висновок про можливість реалізації пристроїв з одночасною подачею імпульсів струму необхідних параметрів на ударний електромагнітний елемент і через електрод в металевий лист задля досягнення в ньому ефекту електропластичності. Бібл. 19, рис. 9, табл. 2.

Ключові слова: електродинамічна обробка металевих виробів, імпульс струму, рівняння руху, електропластичний ефект, нагрів металу імпульсними струмами.

Надійшла 29.06.2021

РОЗДІЛЕННЯ АБСОРБЦІЙНИХ ПРОЦЕСІВ В НЕОДНОРІДНІЙ ІЗОЛЯЦІЇ ЗА КРИВИМИ ВІДНОВНОЇ НАПРУГИ СИЛОВИХ ВИСОКОВОЛЬТНИХ КАБЕЛІВ

Г.В. Безпрозваних^{*}, докт.техн.наук, І.О. Костюков^{**}, канд.техн.наук, Є.С. Москвітін, канд.техн.наук
Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут",
вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна.
E-mail: bezprozvannyvch@kpi.kharkov.ua, iakostiukow@gmail.com, moskvitin@kpi.kharkov.ua

На підставі запропонованої моделі структурно-неоднорідної двошарової ізоляції у вигляді послідовно-паралельної схеми заміщення з трьома релаксаційними ланцюжками отримано розрахункові криві відновної напруги фазної та поясної паперово-просоченої ізоляції силових кабелів. Виконано верифікацію модельної кривої з експериментальною кривою відновної напруги силового кабелю на напругу 6 кВ. Обґрунтовано можливість розділення уповільнених абсорбційних процесів в неоднорідній ізоляції на основі аналізу високочастотних складових спектру часових залежностей кривих відновної напруги. Підтверджено ефективність застосування вейвлет-перетворення для деталізації абсорбційних характеристик неоднорідної ізоляції силових кабелів. Встановлено наявність двох максимумів та динаміку змінення співвідношення між ними на відтворюваних кривих відновної напруги в процесі старіння неоднорідної ізоляції силових кабелів. Визначено переважні абсорбційні процеси та встановлено критерії для оцінки стану неоднорідної ізоляції силових кабелів на підставі співвідношення між двома амплітудними значеннями відтворюваної відновної напруги. Бібл. 16, рис. 5.

Ключові слова: неоднорідна двошарова ізоляція, релаксаційні ланцюжки, відновна напруга, силовий кабель, спектри кривих відновної напруги, вейвлет-перетворення, уповільнені абсорбційні процеси, зволоження ізоляції, теплове старіння, критерії оцінки стану неоднорідної ізоляції.

Вступ. Діелектрична діагностика електричної ізоляції високовольтного обладнання останнім часом стає все більш актуальною проблемою у міру підвищення вимог до надійності електроенергетичних систем [1]. Сучасний метод вимірювання відновної напруги розглядається як потенційний інструмент для оцінки старіння та деградації багатошарових електроізоляційних систем з різними діелектричними властивостями, в яких спостерігаються повільні процеси накопичення та релаксації заряду [2–8]. Метод базується на вимірюванні та аналізі часової залежності відновної напруги після нетривалого заряджання постійною напругою, значення якої значно менше робочої, та короткочасного розряджання ємності об'єкта [2–8]. За результатами діагностування можна оцінити стан ізоляції на підставі порівняння результатів кривих відновної напруги з раніше отриманими даними [3, 7, 8].

Аналіз публікацій та постановка задачі. Моделювання абсорбційних явищ ґрунтується на двох фізичних моделях неоднорідного діелектрика і відповідних їм еквівалентних схемах Дебая [9].

Перша модель являє діелектрик структурно-неоднорідним, що зводиться до набору складових релаксаційних процесів в ізоляції. Цієї моделі відповідає паралельно-послідовна еквівалентна схема Войта. Друга являє діелектрик просторово неоднорідним, що зводиться до багатошарової моделі ізоляції. Цієї моделі відповідає послідовно-паралельна еквівалентна схема Максвелла.

В [4] представлено еквівалентні схеми для моделювання абсорбційних процесів паперово-просоченої ізоляції силових трансформаторів, які базуються на спрощеній моделі неоднорідного діелектрика у вигляді одного RC -ланцюга. Аналіз експериментальних кривих відновної напруги дав змогу на підставі застосування еквівалентної схеми Максвелла визначити сталі часу двох компонентів паперово-просоченої ізоляції силових трансформаторів [9]. Динаміка змінення амплітуди відновної напруги та часу її досягнення підтверджують ефективність застосування методу відновної напруги для оцінки зволоженості паперово-просоченої ізоляції силових трансформаторів [10].

В [3] на підставі спрощеної паралельно-послідовної моделі з одним релаксаційним ланцюжком двошарової паперово-просоченої ізоляції отримано криві відновної напруги, які узгоджуються з експериментальними, та визначено три параметри: амплітудне значення відновної напруги, час досягнення та постійну часу саморозряду для оцінки технічного стану силових високовольтних кабелів.

У реальних технічних діелектриках існує цілий спектр постійних часу релаксації, які характеризують протікання абсорбційних процесів та повною мірою визначають стан неоднорідної ізоляції [11]. Інтерпретація результатів діагностики повинна ґрунтуватися не тільки на відповідності інтегральної кривої відновної напруги усталеній формі з характерним найбільшим значенням відновної напруги й відповідним часом досягнення та монотонним зменшенням в часі, яка уособлює абсорбційні процеси неоднорідної ізоляції, а з деталізацією та виявленням уповільнених процесів поляризації в композитній ізоляції.

Мета дослідження полягає у розділенні абсорбційних процесів у паперово-просоченій ізоляції на підставі деталізації модельних та експериментальних кривих відновної напруги силових високовольтних кабелів.

Модельні криві відновної напруги фазної та поясної ізоляції силових кабелів. Паперово-просочена ізоляція силових кабелів складається з фазної (ізоляція кожної жили) та поясної (ізоляція всіх трьох жил), тобто є двошаровою. Представимо кожний із шарів ізоляції послідовно-паралельною схемою заміщення з трьома релаксаційними ланцюжками (рис. 1, а).

На схемі заміщення (рис. 1, а) позначено: C_1, C_2 – ємності швидких видів поляризації; $C_{11} - C_{13}, C_{21} - C_{23}$ – ємності уповільнених видів поляризації; R_1, R_2 – опори витоків; $R_{11} - R_{13}, R_{21} - R_{23}$ – еквівалентні опори, що відображають втрати на розсіювання енергії уповільнених видів поляризації; U_c – напруга джерела постійної напруги з внутрішнім опором R_c (зарядний опір); R_r – розрядний опір; R_{pr} – внутрішній опір електростатичного вольтметра.

Ємності швидких видів поляризації (C_1, C_2) фазної та поясної ізоляції визначаються як частки від заданої ємності C фази з урахуванням співвідношення між значеннями товщини компонентів (товщина фазної ізоляції в 2 рази вища за товщину поясної ізоляції силових кабелів з паперово-просоченою ізоляцією напруги 6 кВ): $C_1 = C(1-x)^{-1}$, $C_2 = Cx^{-1}$, де x – відносна товщина поясної ізоляції.

За визначених значеннях C_1, C_2 та заданих значеннях часу релаксації θ_1, θ_2 шарів ізоляції знаходяться опори витоків кожного з компонентів

$$R_1 = \theta_1 / C_1, \quad R_2 = \theta_2 / C_2. \quad (1)$$

Ємності уповільнених видів поляризації визначаються з (2) за умови заданої частотної залежності тангенса кута діелектричних втрат для своєї, однієї з трьох, характерної частоти f (для поясної ізоляції в формулі (2) відповідні позначення $C_2, C_{21}, C_{22}, C_{23}$)

$$\operatorname{tg} \delta_1 = \frac{C_{11}/C_1}{2\sqrt{1+C_{11}/C_1}}, \quad \operatorname{tg} \delta_2 = \frac{C_{12}/C_1}{2\sqrt{1+C_{12}/C_1}}, \quad \operatorname{tg} \delta_3 = \frac{C_{13}/C_1}{2\sqrt{1+C_{13}/C_1}}. \quad (2)$$

Постійні часу релаксації визначаються на основі знайдених значень ємності уповільнених видів поляризації

$$\theta_{11} = (2\pi f_1)^{-1} \sqrt{1+C_{11}/C_1}, \quad \theta_{12} = (2\pi f_2)^{-1} \sqrt{1+C_{12}/C_1}, \quad \theta_{13} = (2\pi f_3)^{-1} \sqrt{1+C_{13}/C_1}, \quad (3)$$

(для поясної ізоляції в формулі (3) відповідні позначення $C_2, C_{21}, C_{22}, C_{23}$ та $\theta_{21}, \theta_{22}, \theta_{23}$).

Розрахунок напруги на ділянках заряду (ключ K_1 – замкнуто, ключі K_2 та K_3 – розімкнені), саморозряду (ключ K_2 – замкнуто, ключі K_1 та K_3 – розімкнені) і відновлення напруги (ключ K_3 –

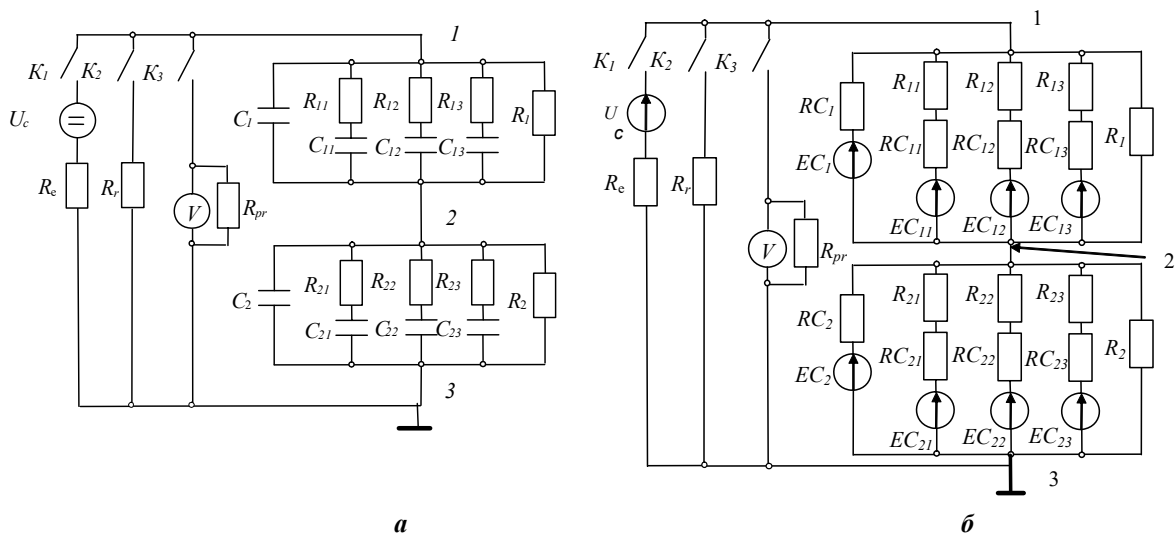


Рис. 1

замкнуто, ключі K_1 та K_2 – розімкнені) виконаємо методом дискретних резистивних схем заміщення та методом вузлових потенціалів за початкових умов: заданих значеннях напруги джерела, напруги на ємностях [3, 12].

На рис. 1, б показано дискретну резистивну схему заміщення двошарової неоднорідної ізоляції у вигляді послідовно-паралельної схеми заміщення з трьома релаксаційними ланцюжками (рис. 1, а). На малий проміжок часу h кожна ємність C замінена опором $R_C = h/C$ і ідеальним джерелом ЕРС EC , який спрямований проти струму i в якому «запам'ятовується» напруга на ємності в попередній момент часу. На схемі позначено: $EC_1, RC_1, EC_{11} - EC_{13}, RC_{11} - RC_{13}$ – ідеальні джерела ЕРС і опори, якими замінено на короткий час h ємності C_1 та $C_{11} - C_{13}$. Для другого шару ізоляції позначення елементів схеми заміщення ідентичні.

Розрахунок базується на визначенні потенціалів φ_1, φ_2 вузлів 1 та 2 за нульового потенціалу вузла 3 на підставі рішення системи лінійних алгебраїчних рівнянь другого порядку

$$\begin{pmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} J_1 \\ J_2 \end{pmatrix}, \quad (4)$$

де $G_{11} = \frac{1}{R_e} + \frac{1}{RC_1} + \frac{1}{R_{11} + RC_{11}} + \frac{1}{R_{12} + RC_{12}} + \frac{1}{R_{13} + RC_{13}} + \frac{1}{R_1}$ – вузлова провідність першого вузла;

$G_{22} = \frac{1}{RC_1} + \frac{1}{R_{11} + RC_{11}} + \frac{1}{R_{12} + RC_{12}} + \frac{1}{R_{13} + RC_{13}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{RC_2} + \frac{1}{R_{21} + RC_{21}} + \frac{1}{R_{22} + RC_{22}} + \frac{1}{R_{23} + RC_{23}} + \frac{1}{R_2}$ – вузлова провідність

другого вузла; $G_{12} = -\left(\frac{1}{RC_1} + \frac{1}{R_{11} + RC_{11}} + \frac{1}{R_{12} + RC_{12}} + \frac{1}{R_{13} + RC_{13}} + \frac{1}{R_1}\right)$ – взаємна провідність між першим та

другим вузлами; $G_{12} = G_{21}$; $J_1 = \frac{U_c}{R_e} + \frac{EC_1}{RC_1} + \frac{EC_{11}}{R_{11} + RC_{11}} + \frac{EC_{12}}{R_{12} + RC_{12}} + \frac{EC_{13}}{R_{13} + RC_{13}}$ – вузловий струм першого

вузла; $J_2 = \frac{EC_2}{RC_2} + \frac{EC_{21}}{R_{21} + RC_{21}} + \frac{EC_{22}}{R_{22} + RC_{22}} + \frac{EC_{23}}{R_{23} + RC_{23}} - \frac{EC_1}{RC_1} - \frac{EC_{11}}{R_{11} + RC_{11}} - \frac{EC_{12}}{R_{12} + RC_{12}} - \frac{EC_{13}}{R_{13} + RC_{13}}$ – вузловий струм

другого вузла.

Струм у гілках та напруги на ємностях за знайдених потенціалах вузлів визначаються відповідно

$$i_{11} = (\varphi_1 - \varphi_2 - EC_{11}) / (R_{11} + RC_{11}), \quad i_{12} = (\varphi_1 - \varphi_2 - EC_{12}) / (R_{12} + RC_{12}),$$

$$i_{13} = (\varphi_1 - \varphi_2 - EC_{13}) / (R_{13} + RC_{13}),$$

$$i_{21} = (\varphi_2 - EC_{21}) / (R_{21} + RC_{21}), \quad i_{22} = (\varphi_2 - EC_{22}) / (R_{22} + RC_{22}), \quad i_{23} = (\varphi_2 - EC_{23}) / (R_{23} + RC_{23}), \quad (5)$$

$$UC_1 = \varphi_1 - \varphi_2, \quad UC_{11} = i_{11} \cdot RC_{11} + EC_{11}, \quad UC_{12} = i_{12} \cdot RC_{12} + EC_{12}, \quad UC_{13} = i_{13} \cdot RC_{13} + EC_{13},$$

$$UC_2 = \varphi_2, \quad UC_{21} = i_{21} \cdot RC_{21} + EC_{21}, \quad UC_{22} = i_{22} \cdot RC_{22} + EC_{22}, \quad UC_{23} = i_{23} \cdot RC_{23} + EC_{23}. \quad (6)$$

Циклічне застосування (5) та (6) за заданих параметрах об'єкту діагностики: ємності C кабелю (фази), часу релаксації θ_1, θ_2 швидких видів поляризації фазної й поясної ізоляції та залежності від частоти тангенса кута діелектричних втрат кабелю, необхідної задля визначення ємності уповільнених видів поляризації, дає змогу на кожному кроці часу h визначати стан схеми на рис. 1, а.

Розрахункові криві відновної напруги U_r , приведені до напруги заряджання U_c , неоднорідної двошарової ізоляції, ємність якої становить $C_f = 1$ нФ, наведено на рис. 2 (крива 1) – рис. 3, а. Значення тангенса кута діелектричних втрат дорівнюють $tg\delta=0,075$ для частоти $f_1=0,1$ Гц, $tg\delta=0,0125$ – для $f_2=1$ Гц та $tg\delta=0,05$ – для $f_3=100$ Гц відповідно. Параметри схеми діагностики наступні: $U_c = 500$ В; $R_e = 10^9$ Ом; час заряджання 60 с; час розряджання 2 с; час спостереження за відновною напругою 1000 с; $R_r = 24000$ Ом; $R_{pr} = 10^{16}$ Ом.

На рис. 2 (крива 2) та рис. 3, б показано експериментальні залежності кривої відновної напруги U_r фази А відносно двох інших та металеві оболонки силового кабелю з паперово-просоченою ізоляцією на напругу 6 кВ, який знаходився в експлуатації 20 років.

На рис. 3 показано спектральні функції $S(f)$ модельних (рис. 3, а, нижній рисунок) та експериментальних (рис. 3, б, нижній рисунок) часових залежностей відновної напруги.

Параметри двошарової ізоляції (фазної та поясної) еквівалентної схеми (рис. 1) для моделювання абсорбційних процесів обрано таким чином, що відповідають зістареній ізоляції,

причому в більшій мірі – поясній: стала часу θ_2 в 7 разів менша за θ_1 . У цьому випадку в неоднорідній ізоляції повинен спостерігатися не один домінуючий механізм повільної поляризації, а два.

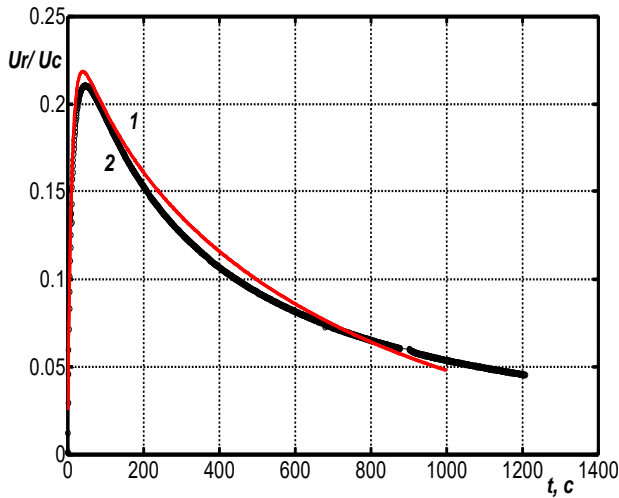


Рис. 2

оболонки, крива 2 – для фази A відносно двох інших та металевої оболонки, крива 3 – для трьох фаз разом відносно металевої оболонки, крива 4 – для фази B відносно двох інших та металевої оболонки.

Виявляється, що саме у височастотній області спектральні характеристики кривих відновної напруги (рис. 4, б) в більшій мірі відрізняються одна від одної, ніж в часовій (рис. 4, а). Аналіз спектрів часових залежностей кривих відновної напруги надає додаткову інформацію щодо абсорбційних процесів, що дає змогу підвищити точність оцінки технічного стану неоднорідної ізоляції в процесі експлуатації.

Під час вимірювань можлива стрибкоподібна зміна відновної напруги (рис. 4. а), яка

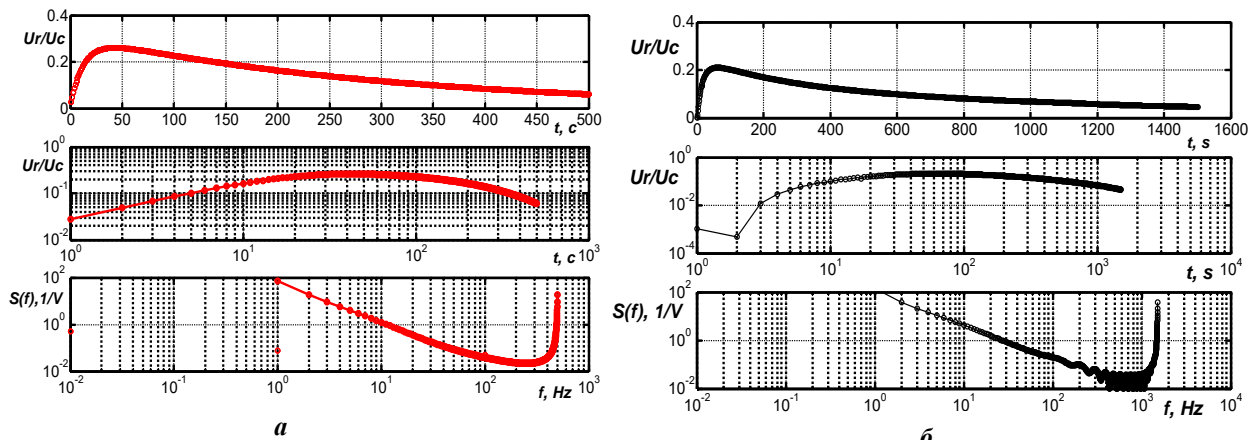


Рис. 3

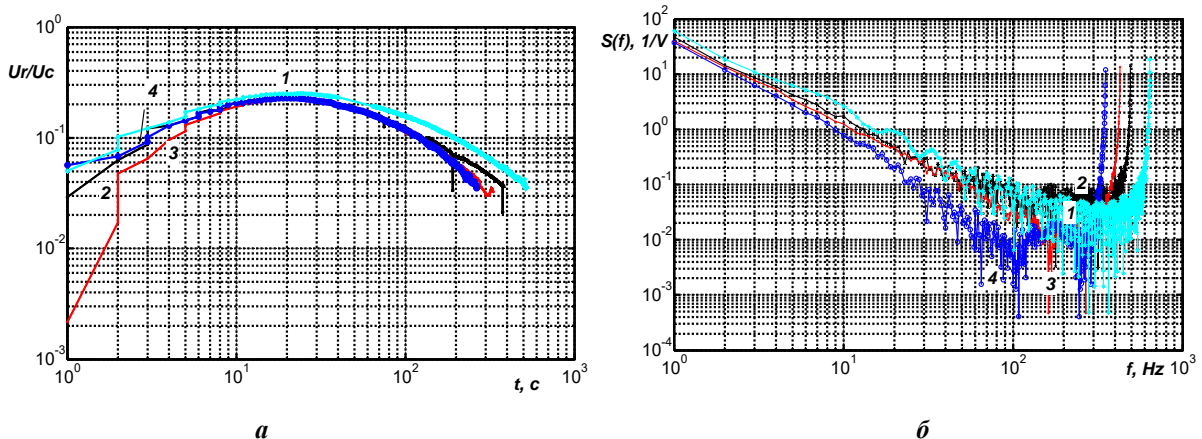


Рис. 4

На кривих відновної напруги слід очікувати, принаймні, два пікові значення відновної напруги з двома характерними значеннями часу.

Деталізація та виявлення індивідуальних абсорбційних характеристик неоднорідної ізоляції силових кабелів. Спектри модельних (рис. 3, а, нижній рисунок) та експериментальних (рис. 3, б, нижній рисунок) часових залежностей відновної напруги мають складові з частотою до 1 кГц, що дає змогу отримати інформацію щодо абсорбційних процесів в області часу 10^{-3} с. Такі значення часу притаманні дипольній поляризації, пов'язаної з релаксацією вологи в неоднорідній ізоляції.

На рис. 4, а показано експериментальні криві відновної напруги трижильного силового кабелю з паперово-просоченою ізоляцією: крива 1 – для фази C відносно двох інших та металевої

пов'язана з високою чутливістю електростатичного вольтметра до зовнішніх електромагнітних завад. Це обумовлює низьку апроксимацію кривої відновної напруги тригонометричними функціями у разі застосування швидкого перетворення Фур'є [13-14]. У такому випадку більш привабливим математичним апаратом є застосування вейвлет-перетворення задля апроксимації та деталізації [15-16] кривих відновної напруги.

На рис. 5 показано оброблені із застосуванням вейвлета Добеши 12 порядку з 4-рівневим розкладанням модельні та експериментальні абсорбційні характеристики силових високовольтних кабелів, який забезпечує високий ступінь деталізації відновної напруги паперово-просоченої ізоляції в області малих значень часу.

Крива 1 на рис. 5, а відповідає модельній залежності кривої відновної напруги на рис. 2, крива 2 – експериментальній. Без деталізації (порівняйте криві 1 та 2, рис. 2) криві відновної напруги тотожні. Спостерігається маскування поляризаційних ефектів, які перекривають один одне, що ускладнює інтерпретацію результатів діагностики за відновною напругою. Відтворена за допомогою вейвлет-перетворення модельна крива відновної напруги має більше значення амплітуди: ізоляція зістарена в більшій мірі. Вейвлет-перетворення забезпечує розділення абсорбційних ефектів: на залежностях спостерігаються два значення часу t з характерними максимумами відновної напруги, які опосередковано свідчать про два механізми уповільненої поляризації в фазній та пояській неоднорідній паперово-просоченій ізоляції силових кабелів. Співвідношення між двома максимальними значеннями відновної напруги становлять: для модельної кривої – 1,07; для експериментальної – 1,05. При цьому в першому випадку домінують абсорбційні процеси, обумовлені більш швидкою релаксацією зарядів, найбільший час встановлення яких дорівнює $t_1=28$ с. В другому задля відтворених експериментальних кривих навпаки: в більшій мірі – повільнішими процесами поляризації, найбільший час встановлення яких становить $t_2=45$ с.

Критерії для визначення домінуючих абсорбційних процесів в неоднорідній ізоляції.

Ступінь деталізації особливо важлива для аналізу динаміки змінення кривих відновної напруги силових кабелів, які тривалий час знаходяться в експлуатації (рис. 5, б): криві 1 та 1' відповідають результатам діагностики фази А відносно двох інших та алюмінієвої оболонки силового кабелю напруги 6 кВ після 20 років експлуатації.

Після додаткового теплового старіння зразка кабелю спостерігається сушка ізоляції, що призводить до зменшення відновної напруги (порівняйте криві 1 та 1', 2 та 2' на рис. 5, б) та зміщенням двох максимумів відновної напруги в область більших значень (порівняйте криві 2 та 2'). Амплітудні значення відновної напруги змінюються в 1,25 та 1,50 рази для меншого та більшого значень часу відповідно. Без деталізації після додаткового теплового старіння амплітуда зменшується в 1,44 рази. Причому час досягнення максимального значення після додаткового теплового старіння зміщується в область менших значень, що є підтвердженням безпосередньо теплового старіння паперово-просоченої ізоляції.

Сама форма відтвореної кривої відновної напруги з характерними двома максимумами та їхнім співвідношенням дає можливість визначити домінуючі процеси в неоднорідній ізоляції. Для зволоженої неоднорідної ізоляції силових кабелів притаманні криві 2 на рис. 5, а та рис. 5, б. Для зістареної в процесі теплового старіння – крива 1 (модельна) на рис. 5, а та крива 2' на рис. 5, б.

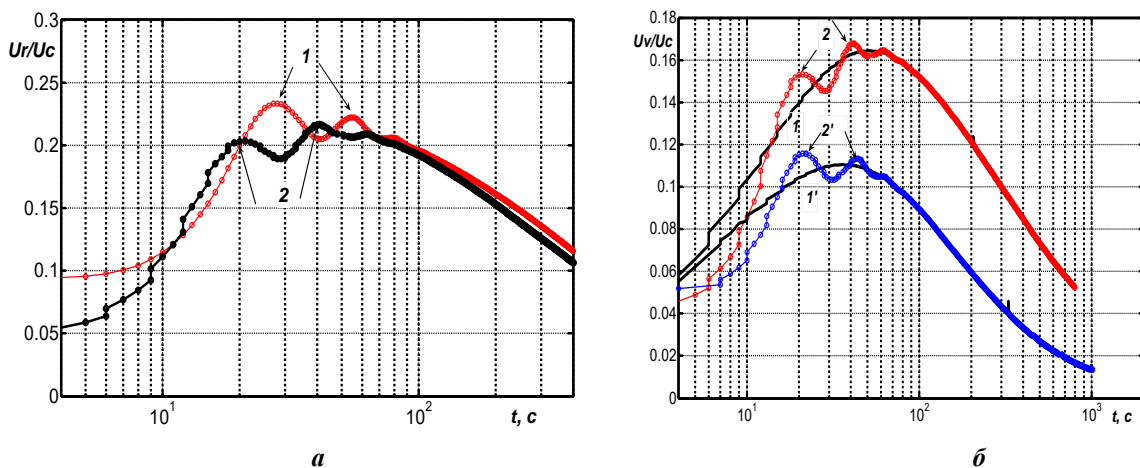


Рис. 5

Критерієм зволоженості паперово-просоченої ізоляції можна вважати виконання співвідношення $K_1 < K_2$, теплового старіння – $K_1 > K_2$, де $K_1 = (U_r / U_c)_{t_1}$, $K_2 = (U_r / U_c)_{t_2}$ – відносні значення відновної напруги U_r до напруги заряджання U_c в моменти часу t_1 та t_2 відповідно.

Висновки. 1. Часові залежності розрахункових кривих відновної напруги фазної та поясної паперово-просоченої ізоляції, представлені послідовно-паралельною схемою заміщення з трьома релаксаційними ланцюжками, в повній мірі відтворюють експериментальні, що підтверджує адекватність запропонованої математичної моделі двошарової неоднорідної ізоляції силових кабелів

2. Спектри часових залежностей модельної та експериментальної кривих відновної напруги займають діапазон частоти до 1 кГц, що дає змогу аналізувати уповільнені абсорбційні процеси в неоднорідній ізоляції.

3. Доведено ефективність вейвлет-перетворення для деталізації та виявлення індивідуальних абсорбційних характеристик неоднорідної ізоляції силових кабелів. На відтворюваних модельній та експериментальних кривих відновної напруги спостерігаються два характерних максимуми, кожному з котрих відповідає свій час встановлення.

4. Встановлено характер змінення та визначено співвідношення між амплітудними значеннями відтвореної відновної напруги в початковому стані та додатковому тепловому старінні силових кабелів з паперово-просоченою ізоляцією.

5. Запропоновані критерії дають змогу визначити домінуючі абсорбційні процеси зволоження та, власне, теплового старіння неоднорідної ізоляції, що підвищує достовірність оцінки технічного стану силових кабелів за результатами діелектричних обстежень.

6. Процедура обробки експериментальних кривих відновної напруги за допомогою вейвлет-перетворення з деталізацією абсорбційних процесів в неоднорідній ізоляції може бути застосована для силових кабелів зі шитою поліетиленовою ізоляцією, силових трансформаторів, високовольтних вводів.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розробка теоретичних засад визначення технічного стану твердої ізоляції».

1. Норми випробування електрообладнання. СОУ-Н ЕЕ 20.302:2007 (нова редакція 2020 р.). Київ, 2020, 262 с.
2. Stone G.C., Sasic M. Experience with DC polarization–depolarization measurements on stator winding insulation. *Electrical Insulation Conference (EIC)*. Ottawa, Canada, June 2-5, 2013. Pp. 7-10. DOI: <https://doi.org/10.1109/EIC.2013.6554191>
3. Беспрозванных А.В. Физическая интерпретация кривых восстанавливающегося напряжения на основе схем замещения неоднородного диэлектрика. *Технічна електродинаміка*. 2009. № 6. С.23-27.
4. Filipoviü-Grpiü Božidar, Filipoviü-Grpiü Dalibor, Uglešü Ivo Modeling of polarization in oil-paper insulation using recovery voltage measurements. *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*. 2011. Vol. 6. No.1. Pp. 430–437.
5. Gavrilă Doina Elena, Ciprian Ilies, Horia Gavrilă. Applying the recovery voltage method (RVM) to study the degradation of high power transformer insulation. *Advanced Materials Research*. 2014. No 911. Pp. 260-265. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMR.911.260>
6. Csepes G., Hamos I., Brooks I., Karius V. Practical foundations of the RVM (Recovery Voltage Method for oil/paper insulation diagnosis. Conference on *Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, (CEIDP), Atlanta, GA, USA, October 25-28, 1998. Vol. 1. Pp. 345-355. DOI: <https://doi.org/10.1109/CEIDP.1998.734015>
7. Patsch R. Return voltage measurements – A promising tool for the diagnosis of the insulation condition of power transformers. *IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE)*, Athens, Greece, 2018. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICHVE.2018.8642077>
8. Patsch R. Dielectric diagnostics of power transformers and cables – return voltage measurements, theory and practical results. *VDE High Voltage Technique Symposium (ETG)*, Neubiberg, Germany, November 11-14, 2018. Pp. 1–6.
9. Martínez M., Pleite J. Improvement of RVM test interpretation using a Debye equivalent circuit. *International Advanced Research Workshop on transformers (ARWtr2019)*, Cordoba, Spain, October 7-9, 2019. P. 13. DOI: <https://doi.org/10.23919/ARWtr.2019.8930187>.
10. Saha T. K., Purkait P., Müller F. Deriving an equivalent circuit of transformers Insulation for understanding the dielectric response measurements. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2005. Vol. 20. No 1. Pp. 149 – 157. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2004.835436>.
11. Беспрозванных А.В., Кессаев А.Г., Щерба М.А. Частотная зависимость тангенса угла диэлектрических потерь от степени увлажнения полиэтиленовой изоляции кабелей. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 18-24. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.018>.
12. Беспрозванных А.В., Набока Б.Г. Математические модели и методы расчета электроизоляционных конструкций: Навчальний посібник. Х.: НТУ ХПІ, 2012. 108 с.
13. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 768 с.

14. Беспрозванных А.В., Костюков И.А. Погрешность контроля электроизоляционных конструкций по параметрам диэлектрической абсорбции в соответствии с концепцией неопределенности измерений. *Електротехніка і Електромеханіка*. 2020. № 1. С. 47-51. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.1.07>
15. Малла С. Вэйвлеты в обработке сигналов. М.: Мир, 2005. 671 с.
16. Беспрозванных А.В., Костюков И.А. Метод вейвлет-анализа временных рядов параметров диэлектрической абсорбции электроизоляционных конструкций. *Електротехніка і Електромеханіка*. 2020. № 2. С. 52-58. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.2.08>

DIFFERENTIATION OF ABSORPTION PROCESSES IN INHOMOGENEOUS INSULATION BY CURVE OF RECOVERING VOLTAGE OF POWER HIGH VOLTAGE CABLES

G.V. Bezprozvannykh, I.A. Kostukov, E.S. Moskvitin

¹ National Technical University “Kharkov Polytechnic institute”

Str. Kirpichova 2, Kharkiv, 61002, Ukraine.

E-mail: bezprozvannykh@kpi.kharkov.ua, iakostiukow@gmail.com, moskvitin@kpi.kharkov.ua

Based on the proposed model of spatially inhomogeneous two-layer insulation in the form of a series-parallel substitution scheme with three relaxation chains, the calculated recovery voltage curves of phase and belt paper-impregnated insulation of power cables are obtained. The model was verified by comparison with the experimental voltage curve of the power cable with paper-impregnated insulation at a voltage of 6 kV. The possibility of separation of delayed absorption processes in inhomogeneous insulation is substantiated on the basis of the analysis of high-frequency components of the spectrum of time dependences of the recovery voltage curves. The effectiveness of wavelet transform for detailing the absorption characteristics of inhomogeneous insulation of power cables is confirmed. The presence of two maxima and the dynamics of change of the ratio between them in the process of aging of inhomogeneous insulation on the reproducible curves of the regenerative voltage of power cables are established. Based on the relationship between the two amplitude values of the reproducible reduction voltage, the preferred absorption processes are determined and the appropriate criteria for assessing the state of inhomogeneous insulation of power cables are established. References 16, figure 5.

Key words: inhomogeneous two-layer insulation, relaxation circuits, recovery voltage, power cable, spectra of recovery voltage curves, wavelet transform, delayed absorption processes, insulation humidification, thermal aging, criteria for assessing the state of inhomogeneous insulation.

- Standards for testing electrical equipment. SOU-N EE 20.302: 2007 (new version 2020). Kyiv, 262 p. (Ukr)
- Stone G.C., Sasic M. Experience with DC polarization–depolarization measurements on stator winding insulation. *Electrical Insulation Conference (EIC)*. Ottawa, Canada, June 2-5, 2013. Pp. 7-10. DOI: <https://doi.org/10.1109/EIC.2013.6554191>
- Bezprozvannykh G.V. Physical interpretation of recovering voltage curves based on inhomogeneous dielectric substitution schemes. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2009. No 6. Pp. 23-27. (Rus)
- Filipoviü-Grpiü Božidar, Filipoviü-Grpiü Dalibor, Uglešü Ivo Modeling of polarization in oil-paper insulation using recovery voltage measurements. *International Review of Electrical Engineering (I.R.E.E.)*. 2011. Vol. 6. No 1. Pp. 430-437.
- Gavrila Doina Elena, Ciprian Ilies, Horia Gavrila. Applying the recovery voltage method (RVM) to study the degradation of high power transformer insulation. *Advanced Materials Research*. 2014. No 911. Pp. 260-265. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMR.911.260>
- Csepes G., Hamos I., Brooks I., Karius V. Practical foundations of the RVM (Recovery Voltage Method for oil/paper insulation diagnosis. Conference on *Electrical Insulation and Dielectric Phenomena*, (CEIDP), Atlanta, GA, USA, October 25-28, 1998. Vol. 1. Pp. 345-355. DOI: <https://doi.org/10.1109/CEIDP.1998.734015>
- Patsch, R. Return voltage measurements – A promising tool for the diagnosis of the insulation condition of power transformers. *IEEE International Conference on High Voltage Engineering and Application (ICHVE)*, Athens, Greece, 2018. Pp. 1-4.
- Patsch R. Dielectric diagnostics of power transformers and cables – return voltage measurements, theory and practical results. *VDE High Voltage Technique Symposium (ETG)*, Neubiberg, Germany, November 11-14, 2018. Pp. 1-6.
- Martínez M., Pleite J. Improvement of RVM test interpretation using a Debye equivalent circuit. *International Advanced Research Workshop on transformers (ARWtr2019)*, Cordoba, Spain, October 7-9, 2019. P. 13.
- Saha T.K., Purkait P., Müller F. Deriving an equivalent circuit of transformers Insulation for understanding the dielectric response measurements. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2005. Vol. 20. No 1. Pp. 149-157.
- Bezprozvannykh A.V., Kessaev A.G., Shcherba M.A. Frequency dependence of dielectric loss tangent on the degree of humidification of polyethylene cable insulation. *Technical Electrodynamics*. 2016. No 3. Pp. 18-24. (Rus).
- Bezprozvannykh G.V., Naboka B.G. Mathematical models and methods of calculation of electrical designs: Navchalniy posibnik. Kharkiv: NTU KhPI, 2012. 108 p. (Rus)
- Sergienko A.B. Digital signal processing: textbook. Saint Peterburg: BHV-Petersburg, 2011. 768 p. (Rus).
- Bezprozvannykh G.V., Kostyukov I.A. Precision of control of electrical insulation constructions according to the conception of uncertainty of measurement of dielectric absorption parameters. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020. No 1. Pp. 47-51. (Rus). DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.1.07>
- Malla S. Wavelets in Signal Processing. Moskva: Mir, 2005. 671 p. (Rus).
- Bezprozvannykh G. V., Kostyukov I.A. Method of wavelet analysis of time series of parameters of dielectric absorption of electoinsulation construction. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020. No 2. Pp. 52-58. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.2.08> (Rus).

Надійшла 22.06.2021

**ВПЛИВ ПУЛЬСАЦІЙ НАПРУГИ ЖИВЛЕННЯ ЛІНІЙНОГО ЕЛЕКТРОДВИГУНА
НА ПАРАМЕТРИ ПЕРЕХІДНОЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ КОНТУРУ СТРУМУ
БОРТОВОЇ АВІАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ПОЗИЦІОНУВАННЯ**

Ю.О. Денисов*, докт.техн.наук, **О.О. Бурсала****
Національний університет “Чернігівська політехніка”,
вул. Шевченка, 95, Чернігів, 14035, Україна, e-mail: den711td@gmail.com

Проведено порівняння параметрів перехідних характеристик оптимізованою за модулем передавальної функції замкнутого контуру струму системи позиціонування без та з урахуванням глибокої широтно-імпульсної модуляції напруги живлення лінійного електродвигуна. Встановлено їхню суттєву відмінність за швидкодією, перерегулюванням, статичною похибкою. Запропоновано методіку оптимізації за критерієм швидкодії контуру струму, яка дає змогу реалізувати його перехідну характеристику протягом кінцевого числа інтервалів комутації широтно-імпульсного перетворювача. Виконано синтез цифрового регулятора контуру струму, що дає змогу реалізувати його перехідну характеристику без перерегулювання протягом кінцевого числа інтервалів комутації. Бібл. 11, рис. 3.

Ключові слова: лінійний електродвигун, широтно-імпульсний перетворювач, модифіковане z-перетворення, перехідна характеристика, оптимізація.

Постановка проблеми. Сучасні літальні апарати оснащені автоматизованими системами FADEC для управління параметрами впорскування палива, повітря, запалювання, що забезпечують роботу авіадвигуна з мінімальною витратою палива. Бортові комп'ютери обробляють інформацію про поточні значення параметрів, що контролюються, і дають команди виконавчим підсистемам, серед яких переважають пневматичні та гідравлічні приводи. Їхнє призначення – відчиняти або зачиняти відповідні клапани шляхом лінійного переміщення виконавчого органу приводу. Цю задачу найефективніше вирішують лінійні електроприводи постійного струму, на динамічні характеристики яких помітно впливають пульсації напруги джерела живлення, що є ланкою контуру струму. Пульсації виникають внаслідок глибокої широтно-імпульсної модуляції (далі – ШІМ) напруги живлення електродвигуна в процесі відпрацювання збурюючих впливів. Існує проблема врахування їхнього впливу на параметри та структуру регулятора контуру струму, який дає змогу оптимізувати його динамічні характеристики за швидкодією і перерегулюванням.

Аналіз основних досліджень і публікацій. Відомі дослідження і публікації основну увагу приділяють практичним питанням конструювання та застосування лінійних електроприводів в галузі авіації та космонавтики з постановкою актуальних задач з метою мінімізації їхніх недоліків, пов'язаних з пульсаціями зусиль і втратами в сталі [1, 2].

В [3] для управління бортовими системами авіаційної техніки на основі програмного забезпечення Matlab-Simulink досліджено двоконтурний електропривід з безпідшипниковим електродвигуном. Система його регулювання контролює швидкість та положення без контролю струму, що є її недоліком.

Під час оптимізації процесів в контурі струму лінійного електроприводу зазвичай використовується оптимум по модулю його передавальної функції без урахування впливу пульсацій [4].

Враховуючи складність аналітичної оцінки впливу процесу глибокої ШІМ на показники динаміки лінійного електроприводу, найчастіше з цією метою використовують електронне моделювання [5].

Мета даної роботи полягає в розробці аналітичного методу врахування впливу процесу глибокої ШІМ на структуру та параметри регулятора контуру струму під час його оптимізації за критерієм швидкодії.

Основний розділ. 1. Перехідна характеристика контуру струму, оптимізована за модулем передавальної функції. Системи позиціонування бортової авіаційної техніки мають три контури регулювання: струму, швидкості, положення. Ланкою контуру струму є широтно-імпульсний перетворювач (далі – ШІП), який живить лінійний електродвигун (далі – ЛЕД) напругою, що пульсує.

Іншим джерелом пульсацій може бути сам ЛЕД, якщо його виконано на основі постійних магнітів як безколекторний двигун [6].

Для всіх електричних машин характерні технічні обмеження на швидкість наростання струму, переважувальну здатність і робочу температуру. Поточні значення цих параметрів визначаються процесами в контурі струму залежно від змін напруги і навантаження. Оптимізація контуру струму за швидкодією дає змогу швидко обмежити динамічні викиди струму за різкого гальмування та швидко вийти на задану позицію, хоча при цьому зростає похідна струму, що збільшує втрати. Компромісне співвідношення між цими показниками досягається оптимізацією процесу в контурі струму, структурну схему якого наведено на рис. 1.

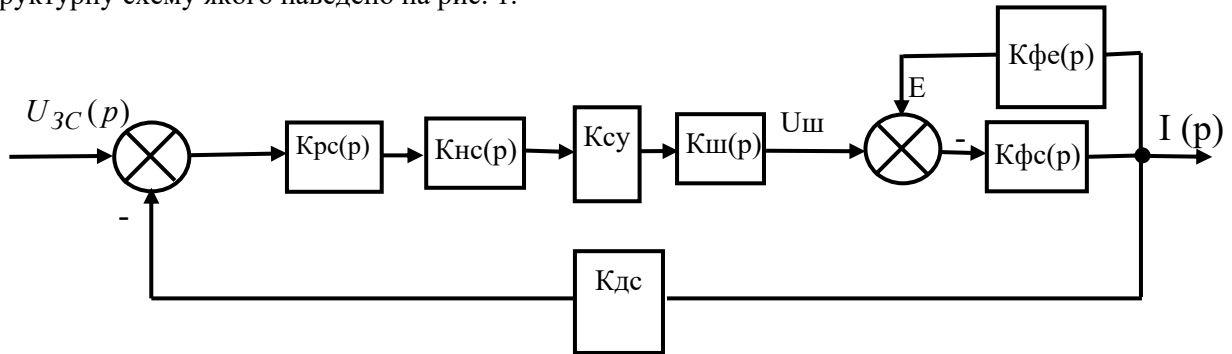


Рис.1

На рис. 1 позначено: $K_{pc}(p)$, $K_{ш}(p)$ – передавальні функції регулятора струму та ШПІ; $K_{fc}(p) = [R_{я}(1 + p \cdot T_E)]^{-1}$, $K_{fe}(p) = R(p \cdot T_M)^{-1}$ – передавальні функції ланок формування струму та проти-е.р.с., де $R_{я}$ – опір обмотки якоря, T_E , T_M – електрична й електромагнітна сталі двигуна; $K_{nc}(p) = (1 + p \cdot \sigma)^{-1}$ - передавальна функція некомпенсованої ланки, де σ – стала часу фільтрів для згладжування пульсацій на виходах давача струму та регулятора; K_{cy} , K_{dc} - коефіцієнти підсилення системи управління ШПІ і давача струму.

Силовую ланкою контуру струму являється ШПІ, що здійснює широтно-імпульсне регулювання напруги живлення ЛЕД. Ця дискретна ланка зі складною нелінійністю є джерелом пульсацій, які суттєво впливають на характер перехідного процесу контуру струму. Під час його оптимізації “за модулем” вплив пульсацій на характер перехідного процесу не враховується, так як досягти точної рівності одиниці модуля передавальної функції можливо тільки за нульової частоти або ж за досить низьких частот – наближено. Тому оптимізація “за модулем” передбачає врахування впливу на процес формування струму лише постійної вихідної напруги ШПІ. При цьому коефіцієнт її підсилення K_n вважається постійним. У разі налаштування контуру струму на модульний оптимум до його складу включають ПІ-регулятор [6] з передавальною функцією $K_{pc}(p) = \frac{R(1 + pT_E)}{pT_c K_n K_{cy} K_{dc}}$, де

$T_c = a_c \cdot \sigma$ – постійна часу інтегрування контуру струму, $a_c = 2$ у разі налаштування на модульний оптимум.

Якщо $T_M \gg T_c$, вплив проти-ЕРС на процеси в контурі струму можна не враховувати [6], тому його передавальна функція в замкненому стані $W_{zc}(p) = [pT_c(0,5T_c + 1) + 1]^{-1}$, що відповідає перехідній характеристиці $I(t) = I_{zc} [1 - \sqrt{2} \cdot e^{-t/T_c} \sin(t/T_c + \pi/4)]$, де $I_{zc} = U_{zc} / K_{dc}$.

Для лінійного електродвигуна ЛЕД АТ605ТУ, для якого $T_E = 5 \cdot 10^{-3} c$, $T_M = 0,1 c$, $R_{я} = 3 \Omega$, $T_c = 2\sigma$, побудовано перехідну характеристику $\bar{I}(t) = I(t)(I_{zc})^{-1}$ (крива 1 на рис. 2) для $T = \sigma = 10^{-4} c$, з якої видно, що момент часу, який відповідає першому максимуму струму $t_{p11} = 4,6 \cdot 10^{-4} c$, перерегулювання - 4,35%, другий час регулювання $t_{p12} = 8,5 \cdot 10^{-4} c$, відносна статична похибка - 2%.

Оцінимо вплив пульсацій напруги живлення ЛЕД на перехідну характеристику контуру струму з ПІ-регулятором, параметри якого відповідають модульному оптимуму стосовно електродвигуна ЛЕД АТ605ТУ.

2. Перехідна характеристика контуру струму з урахуванням глибокої ШІМ напруги живлення двигуна. Очевидно, що оптимізація за модулем не передбачає врахування нелінійної частотної залежності коефіцієнта підсилення ШІП в процесі регулювання. Таку залежність враховує передавальна функція, отримана в [8, 9] за результатами статистичної лінеаризації модуляційних характеристик, що відображають залежність амплітуд ряду Уолша-Фур'є в процесі глибокої ШІМ напруги живлення ЛЕД. У разі врахування чотирьох функцій ряду (постійної складової, $Sal(1, \bar{t}); Cal(1, \bar{t}); Sal(2, \bar{t})$; де $\bar{t} = t/T$ – відносний час, T – період комутації) вона має вигляд

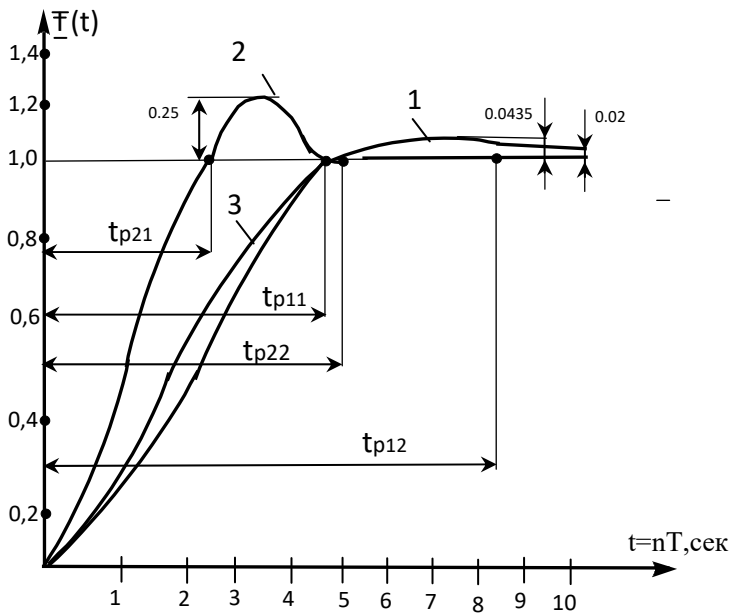


Рис. 2

$$K_{Ш}(p) = \frac{K_1 - \sum_{k=2}^5 K_k \exp[-0,25pT(k-1)]}{p},$$

де $K_1 = 1,086$; $K_2 = 0,114$; $K_3 = 0,280$; $K_4 = 0,246$; $K_5 = 0,446$ – коефіцієнти статистичної лінеаризації. В результаті статистичної лінеаризації ШІМ в межах відносного одиничного часового інтервалу замінюється еквівалентною амплітудно-імпульсною модуляцією (АІН) багатоступінчастого імпульсу. Кількість ступенів та їхня ширина визначаються кількістю змін знаку функції Радемахера вищої частоти проходження серед врахованих функцій. Під час врахування чотирьох функцій Уолша такою є функція $Sal2, \bar{t}$, що визначає наявність чотирьох інтервалів існування передавальної функції ШІП на періоді комутації. Запропонована апрокси-

мація дає змогу застосовувати математичний апарат модифікованого z-перетворення для аналізу систем з глибокою ШІМ.

Передавальна функція приведеної неперервної частини контуру струму для відносної комплексної змінної $q = p \cdot T$ з урахуванням теореми розкладання має вигляд

$$K_{нч}(q) = K_{0m} \left(\frac{A_1}{q^2} + \frac{A_2}{q} + \frac{A_3}{q + \beta} \right) \left[K_1 - \sum_{k=2}^5 K_k \exp[-0,25q(k-1)] \right], \quad (1)$$

де $K_{0m} = T^2(T_T \cdot \sigma)^{-1}$, $A_1 = \beta^{-1}$, $A_2 = -\beta^{-2}$, $A_3 = \beta^{-2}$, $\beta = T/\sigma$.

Піддаючи (1) модифікованому z-перетворенню, отримаємо дискретну передавальну функцію розімкненого контуру струму

$$W_{pm}^*(z, \varepsilon) = K_{0m} \left[\frac{F_1^*(z, \varepsilon)}{(z-1)^2} + \frac{F_2^*(z, \varepsilon)}{z-1} + \frac{F_3^*(z, \varepsilon)}{z-e^{-\beta}} \right], \quad (2)$$

де $F_1^*(z, \varepsilon) = z a_{11}(\varepsilon) + b_{11}(\varepsilon)$; $F_2^*(z, \varepsilon) = z a_{12}(\varepsilon) + b_{12}(\varepsilon)$; $F_3^*(z, \varepsilon) = z a_{13}(\varepsilon) + b_{13}(\varepsilon)$.

Оскільки (2) на одиничному періоді має чотири інтервали свого існування, то функції $F_1^*(z, \varepsilon) \div F_3^*(z, \varepsilon)$ на кожному інтервалі матимуть власні значення коефіцієнтів $a(\varepsilon)$, $b(\varepsilon)$.

Для $0 \leq \varepsilon \leq 0,25$:

$$a_{11}(\varepsilon) = \frac{0,446}{\beta}, b_{11}(\varepsilon) = -\frac{0,446}{\beta}, a_{12}(\varepsilon) = \frac{0,446}{\beta} \left(\varepsilon - \frac{1}{\beta} \right) + \frac{0,353}{\beta}, b_{12}(\varepsilon) = -\frac{0,446}{\beta} \left(\varepsilon - \frac{1}{\beta} \right),$$

$$a_{13}(\varepsilon) = -0,047 \cdot e^{-\beta\varepsilon} \cdot \beta^{-2}, b_{13}(\varepsilon) = -0,446 \cdot e^{-\beta\varepsilon} \cdot \beta^{-2};$$

для $0,25 \leq \varepsilon \leq 0,5$:

$$a_{11}(\varepsilon) = \frac{0,972}{\beta}, b_{11}(\varepsilon) = -\frac{0,972}{\beta}, a_{12}(\varepsilon) = \frac{0,972\varepsilon + 0,0285}{\beta} - \frac{0,972}{\beta^2}, b_{12}(\varepsilon) = -\frac{0,972\varepsilon + 0,201}{\beta} + \frac{0,972}{\beta^2},$$

$$a_{13}(\varepsilon) = (1,086 - 0,114e^{0,25\beta}) \cdot e^{-\beta\varepsilon} \cdot \beta^{-2}, b_{13}(\varepsilon) = -0,809 \cdot e^{-\beta\varepsilon} \cdot \beta^{-2};$$

для $0,5 \leq \varepsilon \leq 0,75$:

$$a_{11}(\varepsilon) = \frac{0,692}{\beta}, b_{11}(\varepsilon) = -\frac{0,692}{\beta}, a_{12}(\varepsilon) = \frac{0,692}{\beta} \left(\varepsilon - \frac{1}{\beta} \right) + \frac{0,1685}{\beta}, b_{12}(\varepsilon) = -\frac{0,692}{\beta} \left(\varepsilon - \frac{1}{\beta} \right) - \frac{0,0615}{\beta},$$

$$a_{13}(\varepsilon) = -\frac{e^{-\beta\varepsilon} (1,086 - 0,114e^{0,25\beta} - 0,28e^{0,5\beta})}{\beta^2}, b_{13}(\varepsilon) = -\frac{(0,446 + 0,246e^{-0,25\beta}) \cdot e^{-\beta\varepsilon}}{\beta^2};$$

для $0,75 \leq \varepsilon \leq 1$:

$$a_{11}(\varepsilon) = \frac{0,446}{\beta}, b_{11}(\varepsilon) = -\frac{0,446}{\beta}, a_{12}(\varepsilon) = \frac{0,446}{\beta} \left(\varepsilon - \frac{1}{\beta} \right) + \frac{0,353}{\beta}, b_{12}(\varepsilon) = -\frac{0,446}{\beta} \left(\varepsilon - \frac{1}{\beta} \right),$$

$$a_{13}(\varepsilon) = -0,047 \cdot e^{-\beta\varepsilon} \cdot \beta^{-2}, b_{13}(\varepsilon) = -0,446 \cdot e^{-\beta\varepsilon} \cdot \beta^{-2}.$$

Дискретна передавальна функція замкненого контуру струму

$$W_{zc}^*(z, \varepsilon) = \frac{W_{pc}^*(z, \varepsilon)}{1 + W_{pc}^*(z, 1) \cdot z^{-1}}, \quad (3)$$

де $W_{pc}^*(z, 1)$ – передавальна функція розімкненого контуру струму для четвертого інтервалу, коли $\varepsilon = 1$.

Z-зображення перехідної характеристики замкненого контуру струму $\bar{I}^*(z, \varepsilon) = \frac{z}{z-1} W_{zc}^*(z, \varepsilon)$.

З урахуванням (2) і (3), після необхідних перетворень, отримуємо

$$\bar{I}^*(z, \varepsilon) = K_{0c} \frac{z^5 B_5(\varepsilon) + z^4 B_4(\varepsilon) + z^3 B_3(\varepsilon) + z^2 B_2(\varepsilon)}{z^5 D_5(1) + z^4 D_4(1) + z^3 D_3(1) + z^2 D_2(1) + z D_1(1) + D_0(1)},$$

$$\text{де } B_5(\varepsilon) = a_{11}(\varepsilon) + a_{13}(\varepsilon); B_4(\varepsilon) = a_{11}(\varepsilon) + b_{12}(\varepsilon) - a_{12}(\varepsilon)(1 + e^{-\beta}) + b_{13}(\varepsilon) - 2a_{13}(\varepsilon);$$

$$B_3(\varepsilon) = b_{11}(\varepsilon) - a_{11}(\varepsilon)e^{-\beta} + a_{12}(\varepsilon)e^{-\beta} - b_{12}(\varepsilon)(1 + e^{-\beta}) + a_{13}(\varepsilon) - 2b_{13}(\varepsilon); B_2(\varepsilon) = -b_{11}(\varepsilon)e^{-\beta} + b_{12}(\varepsilon)e^{-\beta} + b_{13}(\varepsilon);$$

$$D_5(1) = 1; D_4(1) = K_{0c} B_5(1) - 3 - e^{-\beta}; D_3(1) = K_{0c} [B_4(1) - B_5(1)] + 3(1 + e^{-\beta});$$

$$D_2(1) = K_{0c} [B_3(1) - B_4(1)] - 3e^{-\beta} - 1; D_1(1) = K_{0c} [B_2(1) - B_3(1)] + e^{-\beta}; D_0(1) = -B_2(1).$$

Оригінал перехідної характеристики замкненого контуру струму знайдемо, використовуючи метод розкладання її зображення в ступеневий ряд [10]. Порядок чисельника зображення перехідної характеристики $k = 5$, дорівнює порядку знаменника l .

Внаслідок цього перехідну характеристику замкненого контуру струму знаходимо на підставі рекурентного співвідношення

$$\bar{I}^*(n, \varepsilon) = \frac{1}{D_l} \left\{ B_{k-n}(\varepsilon) - \sum_{i=0}^{n-1} \bar{I}^*(i, \varepsilon) D_{k-n+i}(1) \right\},$$

де $n = 0, 1, 2, 3 \dots l$ – номер періоду комутації ШП.

Порядок знаходження перехідної характеристики замкненого контуру струму передбачає послідовне обчислення її значень на періодах проходження. Кожен з них містить чотири інтервали зміни ε , яким відповідають значення $B_{k-n}(\varepsilon)$, що визначаються величинами коефіцієнтів $a(\varepsilon)$, $b(\varepsilon)$.

На рис. 2 представлено результат розрахунку перехідної характеристики замкненого контуру струму (крива 2) з урахуванням процесу глибокої ШІМ напруги живлення лінійного двигуна. Розрахунок виконано з урахуванням налаштування ПІ-регулятора контуру струму на модульний оптимум для тих самих умов, як у попередньому варіанті «за постійною складовою», а саме: $K_{0c} = 1$, $\sigma = 10^{-4} c$, $T = 10^{-4} c$, $\beta = 1$. В [6] показано, що мінімальним пульсаціям в контурі струму відповідає

$\beta = 1 \div 2$. Цим обумовлено вибір значення $\beta = 1$. З порівняння кривих 1 та 2 на рис. 2 видно, що під впливом глибокої ШІМ перехідна характеристика замкненого контуру струму, налаштованого на оптимум модуля передавальної функції, суттєво відрізняється від перехідної характеристики, отриманої за постійною складовою. Тут перший час регулювання $t_{p21} = 2,4\sigma$, а другий – $t_{p22} = 5\sigma$.

Процес завершується набагато швидше – за п'ять інтервалів комутації, проте перерегулювання складає приблизно 25%, що не повністю відповідає вимогам якісного перехідного процесу.

Тому контур струму, до складу якого включено ШІП, доцільно оптимізувати за швидкодією, використовуючи метод налаштування дискретних систем на кінцеву тривалість процесу, що для систем неперервної дії, строго кажучи, недосяжне. Процес в неперервних системах завжди закінчується з кінцевою статичною помилкою.

3. Перехідна характеристика контуру струму, налаштованого на кінцеву тривалість процесу. Передавальна характеристика приведеної неперервної частини контуру струму без регулятора

$$K_{ннч}(p) = K_{\partial c} \left\{ K_1 - \sum_2^5 K_k \exp[-0,25 p T (k-1)] \right\} \left[T_E R \sigma \left(p + \frac{1}{\sigma} \right) \left(p + \frac{1}{T_E} \right) p \right]^{-1}.$$

Під час переходу до відносної комплексної змінної $q = p \cdot T$ на підставі теореми розкладання отримуємо

$$K_{ннч}(q) = K_{0m} \left(\frac{D_{1n}}{q^2} + \frac{D_{2n}}{q + \beta} + \frac{D_{3n}}{q + \alpha} \right) \left\{ K_1 - \sum_2^5 K_k \exp[-0,25 q (k-1)] \right\}, \quad (4)$$

де $K_{0m} = \frac{T^2 K_{\partial c}}{R T_E \cdot \sigma}$, $D_{1n} = \frac{1}{\alpha \cdot \beta}$, $D_{2n} = \frac{1}{\beta(\beta - \alpha)}$, $D_{3n} = -\frac{1}{\alpha(\beta - \alpha)}$, $\beta = \frac{T}{\sigma}$, $\alpha = \frac{T}{T_E}$.

Піддаючи (4) модифікованому z-перетворенню, отримаємо дискретну передавальну функцію розімкненого контуру струму

$$W_{pc}^*(z, \varepsilon) = K_{0c} \left[\frac{F_1^*(z, \varepsilon)}{z-1} + \frac{F_2^*(z, \varepsilon)}{z-e^{-\alpha}} + \frac{F_3^*(z, \varepsilon)}{z-e^{-\beta}} \right]. \quad (5)$$

Як і у попередньому випадку, коефіцієнти багаточленів $F_1^*(z, \varepsilon) \div F_3^*(z, \varepsilon)$ на кожному дискретному інтервалі зміни ε матимуть свої власні значення.

Для $0 \leq \varepsilon \leq 0,25$:

$$a_{11}(\varepsilon) = \frac{K_1}{\alpha \cdot \beta}, \quad b_{11}(\varepsilon) = -\frac{K_1}{\alpha \cdot \beta}, \quad a_{12}(\varepsilon) = \frac{K_1 e^{-\beta \varepsilon}}{\beta(\beta - \alpha)}, \quad b_{12}(\varepsilon) = -\frac{e^{-\beta \varepsilon}}{\beta(\beta - \alpha)} \sum_2^5 K_k \cdot \exp\{-\beta[1-(k-1) \cdot 0,25]\},$$

$$a_{13}(\varepsilon) = -\frac{K_1 e^{-\alpha \varepsilon}}{\alpha(\beta - \alpha)}, \quad b_{13}(\varepsilon) = -\frac{e^{-\alpha \varepsilon}}{\alpha(\beta - \alpha)} \sum_2^5 K_k \cdot \exp\{-\alpha[1-(k-1) \cdot 0,25]\};$$

для $0,25 \leq \varepsilon \leq 0,5$:

$$a_{11}(\varepsilon) = \frac{K_1 - K_2}{\alpha \cdot \beta}, \quad b_{11}(\varepsilon) = -\frac{\sum_2^5 K_k}{\alpha \cdot \beta},$$

$$a_{12}(\varepsilon) = \frac{e^{-\beta \varepsilon}}{\beta(\beta - \alpha)} (K_1 - K_2 e^{-0,25\beta}), \quad b_{12}(\varepsilon) = -\frac{e^{-\beta \varepsilon}}{\beta(\beta - \alpha)} \sum_3^5 K_k \cdot e^{-\beta[1-(k-1) \cdot 0,25]}$$

$$b_{12}(\varepsilon) = -\frac{e^{-\beta \varepsilon}}{\beta(\beta - \alpha)} \sum_3^5 K_k \cdot e^{-\beta[1-(k-1) \cdot 0,25]}, \quad a_{13}(\varepsilon) = -\frac{e^{-\alpha \varepsilon}}{\alpha(\beta - \alpha)} (K_1 - K_2 e^{-0,25\alpha}),$$

$$b_{13}(\varepsilon) = \frac{e^{-\alpha \varepsilon}}{\alpha(\beta - \alpha)} \sum_3^5 K_k \cdot e^{-\alpha[1-(k-1) \cdot 0,25]};$$

для $0,5 \leq \varepsilon \leq 0,75$:

$$a_{11}(\varepsilon) = \frac{K_1 - K_2 - K_3}{\alpha \cdot \beta}, b_{11}(\varepsilon) = -\frac{K_4 + K_5}{\alpha \cdot \beta},$$

$$a_{12}(\varepsilon) = \frac{e^{-\beta\varepsilon}}{\beta(\beta-\alpha)} \left(K_1 - K_2 e^{0,25\beta} - K_3 e^{0,5\beta} \right), b_{12}(\varepsilon) = -\frac{e^{-\beta\varepsilon}}{\beta(\beta-\alpha)} \left(K_4 e^{-0,25\beta} + K_5 \right),$$

$$a_{13}(\varepsilon) = \frac{e^{-\alpha\varepsilon}}{\alpha(\beta-\alpha)} \left(K_1 - K_2 e^{0,25\alpha} - K_3 e^{0,5\alpha} \right), b_{13}(\varepsilon) = \frac{e^{-\alpha\varepsilon}}{\alpha(\beta-\alpha)} \left(K_4 \cdot e^{-0,25\alpha} + K_5 \right);$$

для $0,75 \leq \varepsilon \leq 1$:

$$a_{11}(\varepsilon) = \frac{1}{\alpha \cdot \beta}, b_{11}(\varepsilon) = -\frac{K_5}{\alpha \cdot \beta}, a_{12}(\varepsilon) = \frac{e^{-\beta\varepsilon}}{\beta(\beta-\alpha)} \left(K_1 - \sum_2^4 e^{0,25\beta(k-1)} \right), b_{12}(\varepsilon) = -\frac{e^{-\beta\varepsilon} K_5}{\beta(\beta-\alpha)},$$

$$a_{13}(\varepsilon) = -\frac{e^{-\alpha\varepsilon}}{\alpha(\beta-\alpha)} \left(K_1 - \sum_2^4 e^{0,25\alpha(k-1)} \right), b_{13}(\varepsilon) = -\frac{e^{-\alpha\varepsilon}}{\alpha(\beta-\alpha)},$$

де $K_1 = 1,086$; $K_2 = 0,114$; $K_3 = 0,28$; $K_4 = 0,246$; $K_5 = 0,446$ – коефіцієнти статистичної лінеаризації.

Дискретна передавальна функція розімкненого контуру струму (5) з урахуванням значень $F_1^*(z, \varepsilon) = z a_{11}(\varepsilon) + b_{11}(\varepsilon)$, $F_2^*(z, \varepsilon) = z a_{12}(\varepsilon) + b_{12}(\varepsilon)$, $F_3^*(z, \varepsilon) = z a_{13}(\varepsilon) + b_{13}(\varepsilon)$ для кожного із зазначених інтервалів змінювання ε матиме вигляд

$$W_{pc}^*(z, \varepsilon) = K_{0c} \left[\frac{B_3(\varepsilon)z^3 + B_2(\varepsilon)z^2 + B_1(\varepsilon)z + B_0(\varepsilon)}{(z-1)(z-e^{-\alpha})(z-e^{-\beta})} \right], \quad (6)$$

де $B_3(\varepsilon) = a_{11}(\varepsilon) + a_{12}(\varepsilon) + a_{13}(\varepsilon)$;

$$B_2(\varepsilon) = b_{11}(\varepsilon) - a_{11}(\varepsilon)(e^{-\alpha} + e^{-\beta}) + b_{12}(\varepsilon) - a_{12}(\varepsilon)(1 + e^{-\alpha}) + b_{13}(\varepsilon) - a_{13}(\varepsilon)(1 + e^{-\beta});$$

$$B_1(\varepsilon) = a_{11}(\varepsilon)e^{-(\alpha+\beta)} - b_{11}(\varepsilon)(e^{-\alpha} + e^{-\beta}) + a_{12}(\varepsilon)e^{-\alpha} - b_{12}(\varepsilon)(1 + e^{-\alpha}) + a_{13}(\varepsilon)e^{-\beta} - b_{13}(\varepsilon)(1 + e^{-\beta});$$

$$B_0(\varepsilon) = b_{11}(\varepsilon)e^{-(\alpha+\beta)} + b_{12}(\varepsilon)e^{-\alpha} + b_{13}(\varepsilon)e^{-\beta}.$$

В момент спрацьовування імпульсного елемента ліве значення передавальної функції розімкненого контуру струму: $W_{pc}^*(z, -0) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 1} z^{-1} W_{pc}^*(z, \varepsilon)$, де $W_{pc}^*(z, \varepsilon)$ відповідає четвертому інтервалу ($0,75 \leq \varepsilon \leq 1$). З урахуванням цього

$$W_{pc}^*(z, -0) = \frac{P^*(z, 1)}{z(z-1)Q_1^*(z)}, \quad (7)$$

де

$$P^*(z, 1) = K_{0c} \left[B_3(1)z^3 + B_2(1)z^2 + B_1(1)z + B_0(1) \right], \quad (8)$$

$$Q_1^*(z) = (z - e^{-\beta})(1 - e^{-\alpha}). \quad (9)$$

З (7) видно, що власний астатизм контуру струму $r_0 = 1$. Збережемо цей порядок астатизму і за результатами синтезу його регулятора. З (7) видно, що в контурі струму можливо реалізувати перехідний процес за чотири інтервали комутації ШП ($S_{min} = 4$).

Процедуру синтезу регулятора контуру струму за критерієм швидкодії виконаємо з використанням найбільш узагальненого другого поліноміального рівняння оптимізації [11], яке для моменту спрацьовування імпульсного елемента має вигляд

$$K_{0c} \left[B_3(1)z^3 + B_2(1)z^2 + B_1(1)z + B_0(1) \right] \cdot M^*(z) + (z-1) \cdot N^*(z) = z^4, \quad (10)$$

де

$$M^*(z) = a_0 \quad - \text{поліном ступеню } r - r_0 = 0, \quad (11)$$

$$N^*(z) = b_3 z^3 + b_2 z^2 + b_1 z + b_0 \quad - \text{поліном ступеню три.} \quad (12)$$

Порівнявши коефіцієнти однакових ступенів z у виразі (10), отримуємо

$$a_0 = \left[K_{0c} \sum_0^3 B_k(1) \right]^{-1}, \quad b_0 = \left[\sum_0^3 B_k(1) \right]^{-1}, \quad b_1 = [B_0(1) + B_1(1)] \left[\sum_0^3 B_k(1) \right]^{-1}, \quad b_2 = \left[\sum_1^3 B_k(1) \right] \left[\sum_0^3 B_k(1) \right]^{-1}, \quad b_3 = 1.$$

За послідовної корекції передавальна функція регулятора контуру струму має вигляд

$$K_p^*(z, -0) = \frac{Q_1^*(z) \cdot M^*(z)}{(z-1)^{r-r_0} \cdot N^*(z)}.$$

З урахуванням (9), (11), (12) отримуємо

$$K_p^*(z, -0) = \frac{z^2 - z(e^{-\alpha} + e^{-\beta}) + e^{-(\alpha+\beta)}}{K_{0c} \sum_0^3 B_k(1) \left[z^3 + \frac{\sum_0^3 B_k(1)}{3} z^2 + \frac{\sum_0^1 B_k(1)}{\sum_0^3 B_k(1)} z + \frac{B_0(1)}{\sum_0^3 B_k(1)} \right]} \quad (13)$$

Розділимо чисельник і знаменник (13) на $z^3 K_{0c} \sum_0^3 B_k(1)$ та отримаємо

$$K_p^*(z, -0) = \frac{z^{-1} \mu_1 + \mu_2 z^{-2} + \mu_3 z^{-3}}{1 + \alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2} + \alpha_3 z^{-3}} = \frac{\Delta U_{вих}^*[z, -0]}{\Delta U_{ex}^*[z, -0]}, \quad (14)$$

де $\mu_1 = \frac{1}{K_{0c} \sum_0^3 B_k(1)}$; $\mu_2 = -\frac{e^{-\alpha} + e^{-\beta}}{K_{0c} \sum_0^3 B_k(1)}$; $\mu_3 = \frac{e^{-(\alpha+\beta)}}{K_{0c} \sum_0^3 B_k(1)}$; $\alpha_1 = \frac{\sum_0^1 B_k(1)}{\sum_0^3 B_k(1)}$; $\alpha_2 = \frac{\sum_0^3 B_k(1)}{\sum_0^3 B_k(1)}$; $\alpha_3 = \frac{B_0(1)}{\sum_0^3 B_k(1)}$.

Передавальній функції регулятора (14) відповідає зображення різницевого рівняння

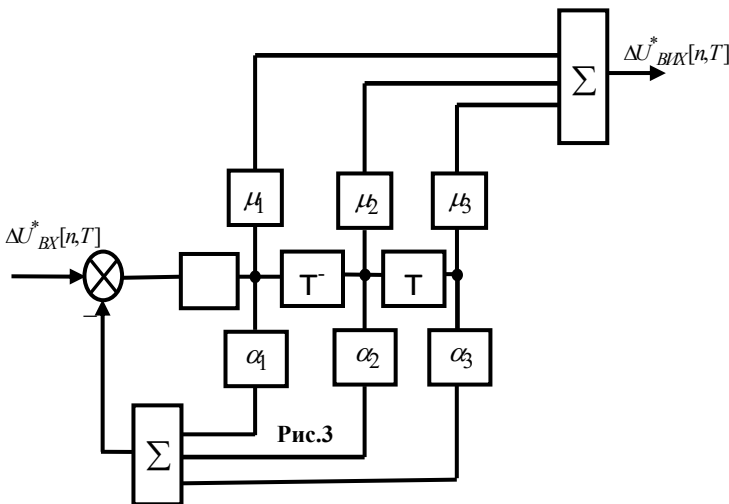


Рис. 3

$$\Delta U_{вих}^*[z, -0] = \Delta U_{ex}^*[z, -0] (\mu_1 z^{-1} + \mu_2 z^{-2} + \mu_3 z^{-3}) - \Delta U_{вих}^*[z, -0] (\alpha_1 z^{-1} + \alpha_2 z^{-2} + \alpha_3 z^{-3}),$$

для якого вірний оригінал

$$\Delta U_{вих}^*[nT] = \sum_1^3 \mu_k \Delta U_{ex}^*[(n-k)T] - \sum_1^3 \alpha_k \Delta U_{вих}^*[(n-k)T]$$

Рішення різницевого рівняння, що отримано, виконує цифровий рекурсивний фільтр, схему якого наведено на рис. 3.

Регулятор контуру струму включає до себе два суматори, компаратор, три ланки затримки – по одній на один період комутації, підсилювачі ланки прямої передачі з коефіцієнтами підсилення

$\mu_1 = 0,75$; $\mu_2 = -1,04$; $\mu_3 = 0,268$, а також підсилювачі зворотного зв'язку з коефіцієнтами передачі $\alpha_1 = 0,78$; $\alpha_2 = 0,53$; $\alpha_3 = 0,22$.

Параметри цифрового фільтра розраховані для $\sigma = 10^{-4} c$, $T = 10^{-4} c$, $T_E = 5 \cdot 10^{-3} c$, $K_{oc} = 1$, $\beta = 1$.

Включення до контуру струму оптимального цифрового регулятора дає змогу реалізувати його оптимальну передавальну функцію, яка в замкненому стані для моменту спрацьовування імпульсного елемента має вигляд

$$W_{zc}^*(z, -0) = P^*(z, 1) \frac{M^*(z)}{z^4}.$$

З урахуванням (8), (11) отримуємо

$$W_{3c}^*(z, -0) = \left[B_3(1)z^3 + B_2(1)z^2 + B_1(1)z + B_0(1) \right] \left[\sum_0^3 B_k(1)z^k \right]^{-1}.$$

Зображення перехідної характеристики замкненого контуру струму для моментів спрацьовування імпульсного елемента: $\bar{T}^*(z, -0) = \frac{z}{z-1} W_{3c}^*(z, -0)$, для якої справедливий оригінал

$$\bar{T}^*(n, -0) = \frac{B_3(1)}{\sum_0^3 B_k(1)} [(n-1), 1] + \frac{B_3(1) + B_2(1)}{\sum_0^3 B_k(1)} [(n-2), 1] + \frac{\sum_0^3 B_k(1)}{\sum_0^3 B_k(1)} [(n-3), 1] + \frac{\sum_0^3 B_k(1)}{\sum_0^3 B_k(1)} [(n-4), 1], \quad (15)$$

де $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ – номер періоду комутації $T = \sigma$.

Перехідна характеристика замкненого контуру струму для поточних значень параметру зміщення ε

$$\bar{T}^*(n, \varepsilon) = \frac{B_3(\varepsilon)}{\sum_0^3 B_k(\varepsilon)} [(n-1), \varepsilon] + \frac{B_3(\varepsilon) + B_2(\varepsilon)}{\sum_0^3 B_k(\varepsilon)} [(n-2), \varepsilon] + \frac{\sum_0^3 B_k(\varepsilon)}{\sum_0^3 B_k(\varepsilon)} [(n-3), \varepsilon] + \frac{\sum_0^3 B_k(\varepsilon)}{\sum_0^3 B_k(\varepsilon)} [(n-4), \varepsilon]. \quad (16)$$

Перехідна характеристика (15) для моментів спрацьовування імпульсного елемента обчислюється з урахуванням значень $B_0(1) \div B_3(1)$, які відповідають їхнім кінцевим значенням для четвертих інтервалів кожного періоду комутації.

За виразом (16) процес обчислюється рекурентно з урахуванням значень $B_0(\varepsilon) \div B_3(\varepsilon)$ кожного періоду, який складається з чотирьох інтервалів зміни параметру зміщення ε .

Результати обчислення перехідної характеристики замкненого контуру струму для поточних значень параметру зміщення ε представлені на рис. 2, крива 3. Її розрахунок виконано за тих самих значень $\sigma, T, T_E, K_{0c}, \beta$, що і під час розрахунку параметрів ланок оптимального регулятора. Обрання величини $\beta = 1$ забезпечує, як показано в [6], мінімальні пульсації в контурі струму. Отримані результати показують, що у випадку включення до контуру струму оптимального за швидкістю регулятора перехідний процес закінчується за чотири інтервали комутації ШПІ без перегулювання з нульовою статичною похибкою.

Висновки. Встановлено вплив глибокої ШІМ на структуру та параметри регулятора контуру струму бортової авіаційної системи позиціонування. Під впливом пульсацій ШПІ параметри перехідної характеристики (час регулювання, перегулювання, статична похибка) замкненого контуру струму, налаштованого на модульний оптимум, суттєво відрізняються від своїх канонічних значень. Для $\beta = 1$, що відповідає мінімальному рівню пульсацій, перегулювання складає 25% замість 4,35%; час регулювання зменшується в 1,7 рази; статична похибка дорівнює нулю замість 2%.

Запропонований аналітичний метод дав змогу врахувати вплив процесу глибокої ШІМ на структуру та параметри регулятора контуру струму під час його оптимізації за критерієм швидкодії – перехідний процес в контурі струму завершується за чотири інтервали комутації без перегулювання з нульовою статичною похибкою.

1. Горловенко П.Г., Рябов О.Н. Возможности применения линейных электродинамических двигателей в авиации и космонавтике. *Актуальные проблемы в авиации и космонавтике. Технические науки.* 2013. Т. 1. № 9. С. 177 - 185.

2. Шестаков И.Я., Строк А.И., Фадеев А.А. Линейные электродинамические двигатели. Конструирование. Практическое применение. Красноярск: Сибирский государственный аэрокосмический университет, 2013. 148 с.

3. Żokowski M., Falkowski K., Kurnyta-Mazurek P., Henzel M. Control of bearingless electric machines dedicated for aviation. *Aircraft Engineering and Aerospace Technology.* 2019. Vol. 92. No 1. Pp. 27-36. DOI: <https://doi.org/10.1108/AEAT-11-2018-0293>

4. Чиликин М.Г., Ключев В.И., Сандлер С.А. Теория автоматизированного электропривода. М: Энергия, 1979. 615 с.

5. Бондар Р.П. Дослідження характеристик магнітоелектричного лінійного вібраційного двигуна при

роботі на пружно-в'язке навантаження. *Електротехніка і електромеханіка*. 2019. № 1. С. 9-16. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.1.02>

6. Башинский В.Г., Шаповалов О.Л., Денисов А.И., Бурсала Е.А., Бурсала А.Л. Влияние пульсаций бесколлекторного двигателя постоянного тока на процесс управления запуском газотурбинного двигателя вертолета. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 2. С. 56-66. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2020.02.056>

7. Лебедев Е.Д., Неймарк В.Е., Пистрак М.Я., Слежановский О.В. Управление вентиляльными электроприводами постоянного тока. Москва: Энергия, 1970. 232 с.

8. Денисов А.И. Применение функций Уолша к приближенному аналитическому расчету систем электропитания с глубокой широтно импульсной модуляцией. *Электричество*. 1980. № 2. С. 63-68.

9. Денисов А.И., Зволинский В.М., Руденко Ю.В. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации. Киев: Наукова думка, 1997. 249 с.

10. Зайцев Г.Ф. Теория автоматического управления и регулирования. Киев: Вища школа, 1988. 431 с.

11. Цыпкин Я.З. Основы теории автоматических систем. М: Наука, 1977. 560 с.

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

Yu. Denysov, O. Bursala

Chernihiv Polytechnic National University,
Shevchenko st., 95, Chernigiv, 14035, Ukraine,

e-mail: den711td@gmail.com

A comparison of the parameters of the transient characteristics of the module-optimized closed-loop transfer current of the positioning system without taking into account and taking into account the deep pulse-width modulation of the supply voltage of the linear motor. Their essential difference on speed, overregulation, static error is established. A method of optimization according to the criterion of current circuit speed is proposed, which allows to realize its transient characteristic during a finite number of switching intervals of the pulse-width converter. The synthesis of a digital current loop controller is performed, it allows to realize its transient characteristic without over-regulation during a finite number of switching intervals. The results obtained are based on the transfer function of a pulse-width converter, which is a link in the current loop. It is obtained for the case of deep pulse-width modulation based on the statistical linearization of piecewise-linear modulation characteristics of the channels of the pulse-width converter model. The modulation characteristics are obtained as a result of the expansion of the latitude-modular voltage for multiple values of the control coordinate in the Walsh-Fourier series. The number of Walsh functions taken into account depends on the approximation error and the cutoff frequency of the system. References 11, figures 3.

Keywords: linear electric motor, pulse-width converter, modified z-transforms, transient characteristics, optimization

1. Gorlovenko P.G., Riabov O.N. The possibilities of using linear electrodynamic motors in aviation and astronautics. *Aktualnye problemy v aviatsii i kosmonavtike. Tekhnicheskie nauki*. 2013. Vol. 1. No 9. Pp. 177-185 (Rus).

2. Shestakov I.Ya., Strok A.I., Fadeev A.A. Linear electrodynamic motors. Design. Practical use. Krasnoyarsk: Sibirskii gosudarstvennyi aerokosmicheskii universitet, 2013. 148 p. (Rus).

3. Żokowski M., Falkowski K., Kurnyta-Mazurek P., Henzel M. Control of bearingless electric machines dedicated for aviation. *Aircraft Engineering and Aerospace Technology*. 2019. Vol. 92 No 1. Pp. 27-36. DOI: <https://doi.org/10.1108/AEAT-11-2018-0293>.

4. Chilikin M.G., Kliuchov V.I., Sandler S.A. Theory of automated electric drive. Moskva: Energiia, 1979. 615 p. (Rus).

5. Bondar R.P. Research of characteristics of the magnetolectric linear vibrating motor at work on elastic-viscous loading. *Elektrotehnika i elektrodynamika*. 2019. No 1. Pp. 9-16. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.1.02>

6. Bashynskii V.G., Shapovalov O.L., Denysov A.I., Bursala E.A., Bursala A.L. Influence of pulsations of the collectorless DC engine on the process of controlling the start of the helicopter's gas turbine engine. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 2. Pp. 56-66. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2020.02.056>

7. Lebedev E.D., Neimark V.E., Pistrak M.Ya., Slezhanovskii O.V. Control valve DC electric drives. Moskva: Energiia, 1970. 232 p. (Rus).

8. Denysov A.I. Applying Walsh functions to an approximate analytical analysis of deep pulse width modulation power systems. *Elektrichestvo*. 1980. No 2. Pp. 63-68. (Rus).

9. Denysov A.I., Zvolinskii V.M., Rudenko Yu.V. Valve converters in precision stabilization systems. Kiev: Naukova Dumka, 1997. 249 p. (Rus).

10. Zaytsev G.F. Automatic control and regulation theory. Kiev: Vyshcha Shkola, 1988. 431 p. (Rus).

11. Tsyppin Ya.Z. Foundation of the theory of automatic systems. Moskva: Nauka, 1977. 560 p. (Rus).

Надійшла 03.06.2021

Остаточний варіант 22.07.2021

**ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІ ТЕХНОЛОГІЇ МОНІТОРИНГУ ТЕХНІЧНОГО СТАНУ
СУЧАСНИХ ВИСОКОВОЛЬТНИХ КАБЕЛЬНИХ ЛІНІЙ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧІ**

О.В. Кириленко*, академік НАН України, **А.А. Щерба**** , чл.-кор. НАН України,
І.М. Кучерява, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна. E-mail: sh1ch@ied.org.ua

У роботі проведено огляд волоконно-оптичних технологій в електроенергетиці, зокрема для моніторингу сучасних силових кабелів з ізоляцією зі зшитого поліетилену та з інтегрованими в їхню структуру волоконно-оптичними модулями. Представлено нові інтелектуальні засоби контролю електричних, теплових, механічних характеристик та рівня часткових розрядів у кабельних лініях. Описано сучасний досвід використання інтелектуальної системи захисту кабелів і кабельних ліній від аварійних ситуацій. На основі аналізу ефективності сучасних методів моніторингу рівня часткових розрядів, розподілу температури і механічних ушкоджень зміцненої поліетиленової ізоляції та інших елементів високо- і надвисоковольтних кабелів з інтегрованими волоконно-оптичними модулями показано перспективу розвитку технологій інтелектуальної діагностики технічного стану та надійності потужних кабельних ліній електропередачі (ЛЕП). Обґрунтовано, що використання волоконно-оптичних модулів у структурі силових кабелів та комп'ютерних методів обробки інформації відносно змінення теплових і механічних характеристик елементів потужних кабелів підвищує ефективність інтелектуальних технологій моніторингу технічного стану сучасних електроенергосистем, автоматичного регулювання режимів їхньої електропередачі та захисту від аварійно небезпечних ситуацій. Бібл. 51, рис. 8.

Ключові слова: високо- і надвисоковольтні кабелі, інтегровані волоконно-оптичні модулі, моніторинг рівня часткових розрядів, змінення розподілу температури і механічних ушкоджень, інтелектуальна діагностика.

Вступ. В останні роки в розвинених країнах світу інтенсивно розробляються нові інтелектуальні технології моніторингу технічного стану сучасних високовольтних силових кабелів шляхом інтеграції в їхню конструкцію волоконно-оптичних модулів (ВОМ). У такому випадку поточний моніторинг потужних кабельних ЛЕП, автоматичне регулювання їхніх режимів та захист від аварійно небезпечних ситуацій проводиться без відключення кабельних ліній від генераторів та споживачів електроенергії [1–4]. Оптичне волокно у вигляді ниток з оптично прозорого матеріалу (скла, пластику) широко застосовується в енергетиці [1–4], телекомунікаційних мережах, оскільки воно дає змогу здійснювати найбільш досконале та ефективне передавання інформації на більш далекі відстані та з більш високою швидкістю, ніж електронні засоби зв'язку. Волоконно-оптичні системи мають підвищену стійкість до термічних, електромагнітних та радіаційних впливів і можуть використовуватися на відповідальних енергетичних об'єктах [4–6], включаючи АЕС.

Використання волоконно-оптичних систем ґрунтується на передачі когерентних світлових імпульсів від лазерного випромінювача, що вбудовується на одному кінці волокна. Такі системи мають прозору серцевину з легованого кварцового скла, що захищається спеціальною зовнішньою оболонкою з термопластичних матеріалів або металевих сплавів.

Переваги волоконно-оптичних систем такі: малі габаритні розміри і вага, простота їхнього монтажу та обробки інформації; висока пропускна здатність та швидкість передачі інформації (до 10 Гбіт/с на відстані до сотень кілометрів за незначного затухання сигналу); стійкість до перегріву та впливу агресивних середовищ; нечутливість до радіоперешкод, дії сильних електромагнітних полів та використання різних засобів екранування; екологічність за рахунок відсутності негативного впливу на навколишнє середовище.

В енергетиці ВОМ використовуються в силових кабелях для зв'язку між силовими підстанціями, зокрема, для захисту потужних ЛЕП від прямих ударів блискавок [6] та виникнення аварійних коротких замикань. Кожна електростанція має захисну автоматику, для забезпечення надійності якої

необхідно реалізувати швидке з'єднання між станціями, що і обумовлює необхідність використання ВОМ у сучасних силових кабелях.

ВОМ застосовуються в силових лініях для провідників під напругою, заземлюючих провідників, у блискавковододах та потужних кабельних ЛЕП. Завдяки використанню ВОМ, диспетчер може здійснювати поточний моніторинг технічного стану та динамічного завантаження кабельних ЛЕП, а в перспективі й їхнє інтелектуальне (smart) управління.

Крім зазначеного, у теперішній час на високовольтних та надвисоковольтних ЛЕП застосовують ВОМ задля створення у подальшому глобальної системи, що буде поєднувати інтернет-зв'язок, телекомунікації та інші види швидкого обміну інформацією. Багато інтернет-провайдерів намагаються впроваджувати ВОМ для досягнення високої пропускної здатності комп'ютерної мережі – зі швидкістю передачі даних до 10–100 Гбіт/с [7].

В Україні лідером виробництва ВОМ для силових кабелів є завод "Південкабель" (м. Харків), який зокрема застосовує такі модулі як елемент конструкції сучасних високо- та надвисоковольтних кабелів зі зшитю поліетиленовою ізоляцією (ЗПЕ) [8]. Оптичне волокно вбудовується переважно в мідний екран кабелів для моніторингу температури на поверхні ізоляції та рівня часткових розрядів в її об'ємі. Це виконується таким чином, щоб не руйнувалася поверхня і структура полімерної ізоляції, яка наноситься на струмопровідну жилу високо- та надвисоковольтних кабелів з використанням складної електромеханічної системи [9]. Важливо те, що ВОМ є стійкими до сильних електромагнітних полів, які виникають як в елементах кабелів [5], так і зовні, незважаючи на використання різних способів їхнього зменшення [10].

Оптичні волокна використовуються також для виготовлення точкових і розподілених датчиків [2, 3] у просторі навколо кабельних ЛЕП. Точкові датчики мають широке промислове застосування для вимірювання напруги, індукованих струмів, температури, тиску, положення та вібрації [2], а розподілені датчики можуть контролювати такі величини як температура та деформація в сотнях тисяч точках і здатні вимірювати їх на великих відстанях – в десятки кілометрів [3].

У зв'язку з актуальністю проблеми експлуатаційної надійності та безпеки кабельних систем шляхом оснащення їх сучасними засобами моніторингу і діагностики *метою даної статті* є проведення огляду новітніх інтелектуальних технологій для контролю в режимі реального часу технічного стану силових кабелів зі зшитю-поліетиленовою ізоляцією на основі волоконно-оптичної технології та створення тим самим інформаційного підґрунтя для розробки та технічної реалізації аналогічних технологічних рішень і засобів в Україні.

Волоконно-оптична система вимірювання температури DTS (distributed temperature sensing). У системі DTS розподілений датчик температури (distributed temperature sensor) складається з двох частин – опитувального пристрою з лазерним джерелом і волоконно-оптичного вимірювального модулю, інтегрованого в конструкцію високовольтного кабелю. Принцип роботи системи розподіленого датчика відображено на рис. 1 і полягає в наступному [11]. Від лазерного джерела когерентного електромагнітного випромінювання в оптичному діапазоні генерується імпульс, що характеризується зворотним розсіюванням у кожній точці волоконно-оптичного кабелю. За аналізом спектру зворотного розсіювання визначається температура значного набору точок уздовж кабелю.

Система моніторингу температури силового кабелю (рис. 2 згідно з [12, 13]) вміщує єдиний апаратний блок, у якому знаходяться блоки лазерного випромінювання, вимірювальні блоки, засоби обробки сигналів і зберігання даних, комп'ютерні засоби та оптична розподільна система, до якої підключаються оптичні волокна кабельної лінії. Оптичні волокна вбудовуються безпосередньо в силовий кабель або прикріплюються до нього зовні, що надає можливості реєструвати профіль температури вздовж усієї кабельної лінії [12, 13].

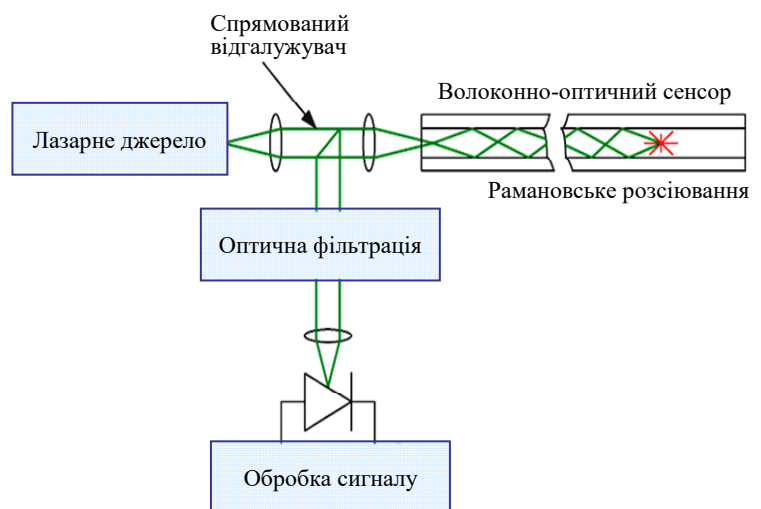


Рис. 1

Для контролю температури високовольтних кабельних ліній у світі широко застосовується волоконно-оптична система DTS, заснована на використанні розподілених датчиків, і принципі затухання сигналу в залежності від температури [11–13]. Оптичні волокна розташовуються, наприклад, у провіднику кабелю і підключаються до пристрою контролю температури жили кабелю. Волокна за рахунок своєї деформації та явища демпфірування [14] можуть також реагувати на механічні змінення та порушення в структурі матеріалу кабелю. На оптичне волокно впливають не тільки температура, але й тиск і сила розтягування, які локально змінюють властивості світловодів. Моніторинг температурних та механічних характеристик кабельних ліній дає змогу здійснювати їхнє інтелектуальне управління в складі "розумних" електричних мереж – Smart Grids.

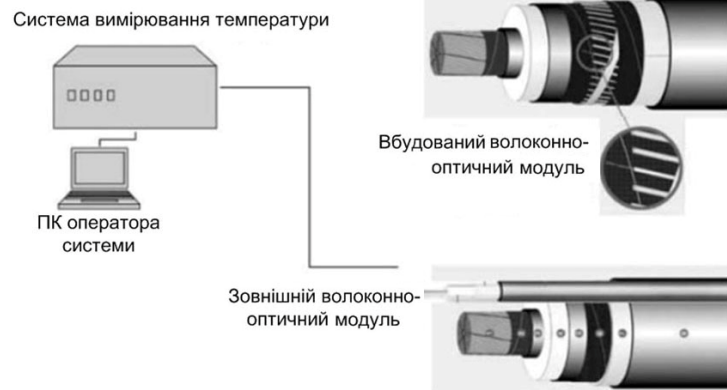


Рис. 2

Система DTS для вимірювання температури складається з блоку формування сигналу з частотним генератором, лазера, оптичного модуля, приймального та мікропроцесорного блоків, а також світловодного кабелю (кварцового скляного волокна) як лінійного температурного датчика. Такі системи застосовують як у силових кабельних лініях, так і на повітряних лініях електропередачі, а також у багатьох промислових процесах, наприклад, у системах пожежного оповіщення, контролю температури у разі хімічних процесів та ін.

Як зазначено вище, у системі DTS використовується розподілений температурний датчик, який контролює температуру в багатьох точках. Систему DTS з кабелем та параметри оптичного волокна, що застосовується у теперішній час, наведено у статті [15].

До переваг та можливостей системи DTS відносяться [1, 3, 11, 15]: моніторинг параметрів кабелів у реальному часі; велика дальність вимірювання – до 20 км; вимірювання температури на заданій ділянці об'єкту по його поверхні або об'єму; висока чутливість; широкий температурний робочий діапазон; точне визначення найбільш нагрітих зон (зон перегріву); одночасна реєстрація одним датчиком декількох параметрів; аналіз та передача даних з оцінкою змінення температури у часі в локальній зоні; оптимізація потужності, що подається (за допомогою відповідного програмного забезпечення впроваджується система автоматичного контролю потужності, що подається); оцінка терміну експлуатації кабелю; контроль стану кабельних муфт; додаткове раннє виявлення загоряння кабелів у тунелях та лотках.

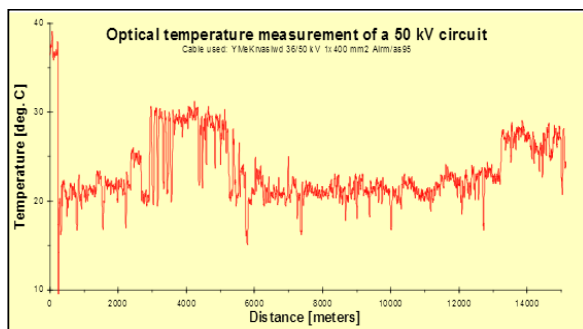
Для експлуатуючих організацій система DTS надає можливості зниження кількості перебоїв в електропостачанні, запобігання аварійним ситуаціям, оперативного реагування на виникаючі перегриви, використання резервів існуючих потужностей, забезпечення економічного і тривалого функціонування кабельних ліній.

Smart кабелі. В 1999 р. на конференції CIRED'1999 (International Conference on Electricity Distribution) доповідалося про використання волоконно-оптичної технології в кабелях середньої напруги із ЗПЕ ізоляцією [16]. Представлені силові кабелі із ЗПЕ ізоляцією на напругу 6/10 кВ для періодичного вимірювання температури мали два оптичні волокна, інтегровані в екран з мідних дротів. З метою захисту оптичних волокон спеціальними заходами адаптувалися кабельні з'єднувальні муфти. У роботі [16] кабель було названо smart кабелем. Відзначено також, що використання оптичного волокна, вбудованого в структуру кабелю, або окремих оптичних датчиків струму створює можливість для виявлення зон локального перегріву та механічних деформацій, проникнення вологи всередину кабелю, його захисту шляхом швидкого визначення пошкоджень і дефектів на ранніх стадіях розвинення. Зокрема на рис. 3, а показано змінення температури підземного 50 кВ кабелю із ЗПЕ ізоляцією (на глибині 1,2 м) вздовж більше 1,4 км [16].

У статті [17] повідомляється про мережу SP PowerGrid, створену в Сінгапурі в жовтні 2003 р. Усі силові кабелі на напругу 400 кВ і частина 230 кВ кабелів встановлено в цій мережі з волоконно-оптичними датчиками для моніторингу температури на поверхні кабелів. Зокрема оптичне волокно

розташовано на поверхні кабелю середньої фази. За допомогою DTS системи температура кабелів у мережі вимірюється та оновлюється з інтервалом від 10 до 50 хвилин.

На рис. 3, б показано типовий профіль температури для кабельної лінії напругою 230 кВ з чотирма гарячими точками – *A, B, C, D* на обраному відрізку траси довжиною більше 11,4 км. Точка *A*, що відповідає найбільшому нагріву, знайдена у локальній зоні кабелю, розташованого на глибині 5 м під бетонною дорогою [17]. Зазначимо, що залежність температури на рис. 3, б отримано за допомогою DTS системи.



a



b

Рис. 3

Виявлення гарячих точок на трасі кабельної лінії важливо задля забезпечення її надійної роботи. Згідно з даними [17], отримана інформація призначається для своєчасного коректування навантажувальної здатності підземної кабельної лінії і оперативного проведення заходів щодо використання допоміжних "коригувальних" засипних ґрунтів та/або зволоження ґрунту в локальних зонах гарячих точок лінії.

У наведеному прикладі та в загальному випадку застосування інтелектуальної системи розподіленого вимірювання температури DTS дає змогу [17]: контролювати температуру кабелів по всій довжині кабельної лінії; визначати зони перегріву; коректувати припустиму пропускну здатність лінії; управляти роботою кабельної лінії на основі даних моніторингу.

Необхідність оснащення кабельних ліній напругою 110–500 кВ із ЗПЕ ізоляцією системами моніторингу температури в режимі реального часу обґрунтовано в статтях [18, 19].

У кабельній мережі з системою DTS BOM можуть бути вбудовані по-різному. Вони можуть бути елементом конструкції кабелю, наприклад, розташовуватися в структурі мідного екрана (рис. 4 [20]). Крім того, BOM у кабелях можуть розміщуватися різними способами [15]: знаходитися під металевим екраном, під зовнішньою оболонкою над металевим екраном, входити до складу металевого екрана (наприклад, розташовуватися всередині трубки з нержавіючої сталі як елемента екрана аналогічно рис. 4) і бути у складі конструкції струмопровідної жили [15, 20, 21].

Слід також зауважити, що BOM можна розташовувати по-різному і поза кабельною системою [15].

На думку авторів, найкращим слід визнати інтеграцію двох або 4-х BOM у мідний екран кабелів. У такому разі ці модулі будуть максимально близькими до ЗПЕ ізоляції кабелю, не ушкоджуючи її поверхні та структури. А головним є те, що найбільш відповідальним є контроль температури ЗПЕ ізоляції, яка є вразливою до термозбурень. У першу чергу такі модулі доцільно інтегрувати в структуру сучасних кабелів на високі та надвисокі напруги для Smart Grids, як показано, наприклад, на рис. 4.

Якщо в мідний екран кабелів інтегрувати чотири такі модулі, можливо здійснювати як поздовжній, так і поперечний моніторинг температури по всій поверхні ЗПЕ ізоляції кабелів та швидко і надійно передавати на великі відстані будь-які інформаційні сигнали. Зокрема, відомий виробник кабельно-провідникової продукції фірма TKD Kabel GmbH (Німеччина) пропонує підводні кабелі із ЗПЕ ізоляцією та з інтегрованим оптичним волокном, які дозволяють ефективно управляти своїми параметрами на основі моніторингу температури та механічних напруг, а також у найближчому майбутньому виявляти наявність вологи в кабелях на різних ділянках ЛЕП [20, 22].

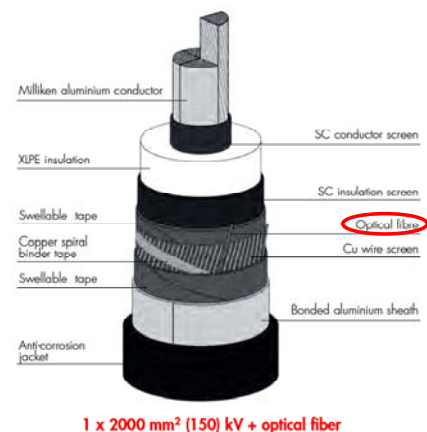


Рис. 4

Моніторинг технічного стану муфт кабельних ЛЕП можливо також здійснювати з використанням ВОМ та діагностичної системи DTS. Гнучкий ВОМ може обвивати з'єднувальну кабельну муфту, як показано на рис. 5, а [11], або розташовуватися на її поверхні (рис. 5, б) [1].

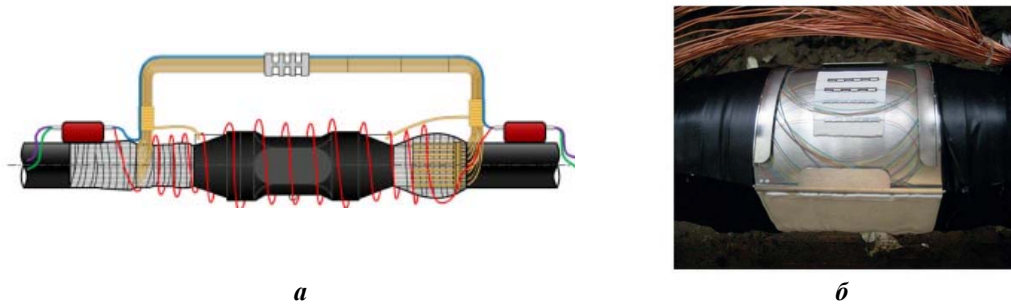


Рис. 5

Прикладом сучасних датчиків для моніторингу силових кабелів та кабельних муфт є серія волоконно-оптичних аналізаторів розподілу температури та механічних напруг DITEST (distributed temperature and strain sensing) швейцарської фірми Omnisens з характеристиками [23]: довжина кабельної лінії – до 50 км; кількість точок вимірювання – 100000; просторовий інтервал – 0,1 м; вимірювана температура (від -273°C до 700°C) обмежувалася властивостями ВОМ. Зокрема, температурний діапазон покриття оптоволокна в роботі [15] складав від -60°C до 200°C ; точність визначення температури – $0,1^{\circ}\text{C}$; температура навколишнього середовища – від 0 до $+40^{\circ}\text{C}$. Згідно з даними [15] під час випробувань кабелів на нагрів максимальна температура досягала для струмопровідної жили $98-101^{\circ}\text{C}$, дрогового мідного екрану – $225-238^{\circ}\text{C}$ та для ВОМ у металевій трубі – $195-202^{\circ}\text{C}$.

Сучасні системи моніторингу кабельних ліній у складі Smart Grids. Основна ідея Smart Grid полягає в підвищенні надійності та якості енергопостачання, насамперед, за рахунок використання нових технологій, зокрема, технологій розподіленої автоматизації, що реалізують моніторинг струму та напруги і переривання струму пошкодження, а також контроль механічних і температурних характеристик. Моніторинг та знаходження місць пошкоджень високовольтних і надвисоковольтних кабельних ліній у режимі on-line має велике значення для надійної роботи Smart Grids [24], що реалізується впровадженням у структуру енергомереж інтелектуальних датчиків та елементів дистанційного контролю.

Зауважимо, що у високовольтних кабельних ЛЕП діагностика часткового розряду (ЧР) здатна попереджувати проблеми з ізоляцією та пошкодженнями кабелів. Локалізація руйнації кабельних ЛЕП та виникаючих в них дефектів шляхом моніторингу ЧР пов'язана з тим, що виникнення й розвиток майже всіх дефектів у ЗПЕ ізоляції сучасних високовольтних кабелів супроводжується появою і зростанням з часом рівня ЧР.

Роботи [25, 26] присвячені розробці інтелектуальних сенсорів, які реалізують on-line моніторинг ЧР у високовольтних кабелях для Smart Grids. Такі сенсори здійснюють контроль стану ізоляції високовольтного устаткування та локалізацію місця пошкодження. Моніторинг ЧР у кабелях та їхніх муфтах у режимі on-line забезпечується також за допомогою надвисокочастотних сенсорів UHF (ultra high frequency sensors) і акустичних датчиків [25, 26]. UHF-датчики працюють на надвисокій частоті – до 1500 МГц [27] і здатні ефективно фільтрувати будь-які сигнали коронного розряду [28].

Ряд робіт [26, 31–38], представлених на конференціях ICABLE'15 і ICABLE'19 (International Conference on Insulated Power Cables), пов'язані з удосконаленням методів моніторингу ЧР, діагностики стану кабелів, виявлення несправностей шляхом використання в них ВОМ. Крім діагностики силових кабелів, повідомляється про моніторинг стану муфт кабелів із ЗПЕ ізоляцією на середню і високу напруги за допомогою описаної вище системи DTS (distributed temperature sensing) та акустичної системи DAS (distributed acoustic sensing) [31, 32, 35].

Інтелектуальна система DAS (або iDAS згідно з [31]) дає змогу здійснювати розподілений акустичний моніторинг на відстані до 40–50 км. Принцип її роботи аналогічний описаному вище принципу дії системи DTS, але в акустичному датчику DAS (distributed acoustic sensor) аналізуються коливання інтенсивності розсіяного випромінювання, а не змінення спектра розсіювання, як у DTS датчику. За параметрами отриманих флуктуацій оцінюється джерело, що створило акустичну хвилю. Система DAS чутлива до змінення як температури, так і деформації. Вимірювання температури та

деформацій у системі DAS розділяються, оскільки "температурні" сигнали виникають у значно низькому частотному діапазоні, ніж під час реєстрації та вимірюванні деформації.

За допомогою технології DAS BOM здійснює контроль навколишнього простору і здатен підтримувати "свою безпеку". Для цього до оптичного модуля кабелю підключається електронний блок інтелектуальної розподіленої акустичної системи, яка проводить спектральний аналіз зовнішнього впливу (наприклад, у разі земляних робіт поблизу підземних кабелів), визначає місце потенційно негативного впливу, дозволяє забезпечити захист зовнішньої оболонки кабелю.

Система захисту Smart Cable Guard. На сьогоднішній день у багатьох мережах працює автоматизована система захисту кабелів середньої напруги Smart Cable Guard (SCG) [33, 37, 38, 39]. Структуру системи SCG у спрощеному вигляді показано на рис. 6 [37, 38].

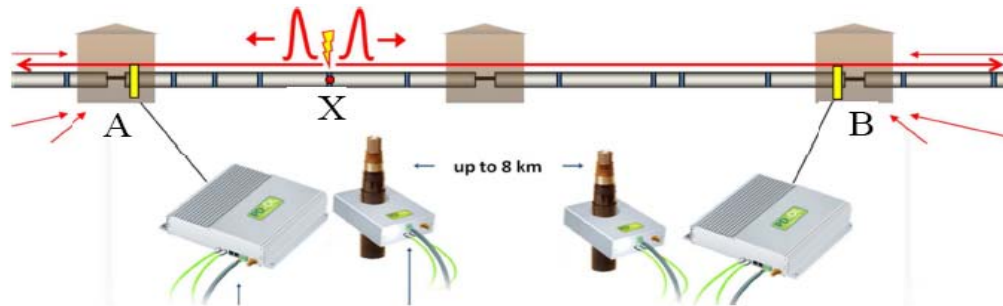


Рис. 6

SCG складається із спеціального бездротового промислового комп'ютера з інтернет-підключенням та індуктивних датчиків ЧР, розміщених у кабельній мережі, – один датчик у положенні *A*, інший – у положенні *B*, на відстані не більше 8 км один від одного (рис. 6).

Інтелектуальна система SCG здійснює моніторинг і визначення місця появи ЧР, а також дефектів і руйнацій у кабелях середньої напруги в режимі on-line (рис. 7) для того, щоб на виявленій аварійній ділянці вчасно усунути пошкодження кабелю або обрив оптичного волокна.

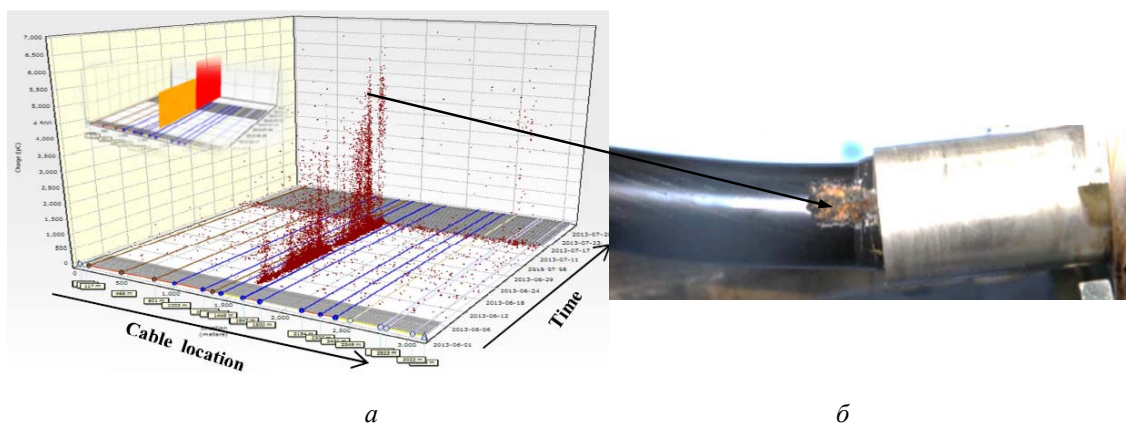


Рис. 7

Рис. 7, *a* представляє інтерфейс системи Smart Cable Guard з картою ЧР у функції часу (time) та довжини кабелю (cable location). Інтенсивність ЧР показана вздовж вертикальної осі. На вставці ліворуч – рівень ризику виникнення аварійних ситуацій у залежності від часу як результат роботи SCG системи. Виявлений відповідно до наведеної карти ЧР дефект з'єднувальної муфти, що виник через деградацію ізоляції в результаті іскріння між металевою трубою та екраном, показано на рис. 7, *б* [37].

Система захисту кабелів SCG має дві особливості [37]: знаходить несправності в режимі реального часу, в тому числі точно визначає місця пошкоджень; виявляє та контролює рівень ЧР і таким чином теж безпомилково визначає місця дефектів (рис. 7).

Інтелектуальна система SCG діє, наприклад, у Нідерландах, де проявила себе як точний та ефективний засіб для оперативного визначення місць пошкодження в кабелях середньої напруги [33].

На рис. 8 показано датчики системи SCG в електричному ланцюзі довжиною 12,4 км з трьома однофазними 10 кВ кабелями, які мають ЗПЕ ізоляцію [37]. Як повідомляється в [37], SCG система успішно працює на підстанції міста Хардервейк (Harderwijk) у Нідерландах, зокрема в грудні 2014 р.

система точно визначила місце несправності однієї з фаз кабельної лінії на відстані 6,9 км від підстанції [37].

Міжнародний сертифікаційний і класифікаційний центр DNV GL одним з останніх досягнень в області розвитку системи Smart Cable Guard визнав технології точного (з точністю до 1%) визначення місць несправностей у кабельних лініях середньої напруги та моніторингу часткових розрядів у кабелях в on-line режимі [37–41].

Інтелектуальні технологічні інновації для визначення характеристик кабельних трас. Крім зазначеного вище, ще одним інтелектуальним рішенням є використання електронних маркерів для підземних кабельних ліній електропередачі на низьку, середню та високу напруги. Вони характеризуються можливістю зчитування/запису в свою внутрішню пам'ять усієї інформації щодо лінії. Маркери здійснюють повне визначення кабельних трас, включаючи знаходження муфт, поворотів, перетинань з різними комунікаціями з точністю локалізації в межах 10–20 см [42].

Інтернет-ресурс guscable.lu в жовтні 2019 р. повідомив [43], що Prysmian Group пропонує нове інтелектуальне рішення Pry-ID, яке забезпечує доступ у режимі реального часу до основної інформації на кабелях і кабельній арматурі, що повністю визначає їхній статус. Доступ здійснюється на основі технології радіочастотної ідентифікації RFID (radio-frequency identification). За допомогою запропонованої технології точно визначається основна інформація про кабель, включаючи його тип, довжину, походження та компоненти, до яких він приєднаний. Smart-технологія Pry-ID безпомилково виявляє всі дані про кабель, сприяє скороченню часу прокладання і монтажу кабельної лінії, не вимагає використання зовнішніх джерел електроживлення, працює протягом усього терміну служби кабелю, навіть у самих складних умовах експлуатації [43].

Виробництво волоконно-оптичних кабелів (ВОК) в Україні. Найбільшими виробниками ВОК в Україні є заводи "Одескабель" та "Південкабель" (м. Харків). Харківський кабельний завод виготовляє широку гаму таких кабелів з 2004 р. і має проектну потужність виробничого цеху до 8000 км ВОК на рік [44]. Характеристики ВОК модульної конструкції представлено в [45], кількість оптичних волокон у них складає до 288 [45]. Наведені дані характеризують готовність кабельної промисловості України до випуску силових кабелів з волоконно-оптичними модулями, використання яких у кабельних лініях електропередачі надає можливості реалізовувати інтелектуальні технології моніторингу їхнього поточного технічного стану.

Наукові результати, отримані в Інституті електродинаміки (ІЕД) НАН України. В ІЕД НАН України під керівництвом д.т.н., професора Ніженського А.Д. створено наукову школу з розробки фазово-частотних методів підвищення точності вимірювання статичних і динамічних характеристик механічних ушкоджень в електротехнічному обладнанні з використанням лазерних далекомірних систем [46] та підвищення їхньої заводськості [47].

Методи, закладені в основу дії лазерних систем, створили наукове підґрунтя для розробки оптоелектронних інформаційно-вимірювальних систем, реалізації сучасних волоконно-оптичних інтелектуальних інформаційно-вимірювальних засобів для моніторингу в режимі реального часу технічного стану силових кабелів з інтегрованими ВОМ. Використання в таких системах нового алгоритму на основі оптичних комірок Бреґга підвищує точність визначення частотного максимуму вихідного сигналу волоконно-оптичних систем [48], зменшує похибку вимірювання фазово-частотних систем та надає можливості створювати просторово-розподілені системи вимірювання [49], в тому числі й точкового визначення температури [50], що є особливо актуальним під час здійснення моніторингу технічного стану сучасних силових кабелів з полімерною ізоляцією.

В ІЕД НАН України розроблено також метод і технічне рішення для реалізації альтернативної бездротової системи моніторингу стану кабельних ліній з використанням енергії їхнього електромагнітного поля. Створено експериментальний зразок такої системи та проведено її тестування в лабораторних умовах [51].

Основні висновки. Обґрунтовано, що у зв'язку з підвищенням вимог до якості електроенергії систем електропостачання виникла нагальна потреба впровадження інтелектуальних технологій моніторингу поточного технічного стану потужних кабельних ліній електропередачі.



Рис. 8

Показано, що в розвинених країнах світу під час реалізації такого типу технологій використовуються інтегровані в структуру кабелів волоконно-оптичні модулі (для передачі прямих і відбитих від ушкоджень імпульсів лазерного випромінювання) та оптоелектронні системи (для визначення та контролю змінення електромагнітних, температурних і механічних характеристик, а також інтенсивності часткових розрядів в ізоляційних структурах кабелів та їхніх з'єднувальних муфт).

Такі системи мають важливі переваги: малі габаритні розміри і вагу, простоту монтажу та обробки інформації, високу пропускну здатність і швидкість передачі інформації (на відстані до сотень кілометрів за незначного затухання сигналу), стійкість до перегріву та впливу агресивних середовищ, нечутливість до радіоперешкод, дії сильних електромагнітних полів та різних засобів екранування, а також відсутність негативного впливу на навколишнє середовище.

Засоби на основі волоконно-оптичних модулів є ефективними для використання в силових кабелях з метою надійного зв'язку між силовими підстанціями, захисту потужних ЛЕП від прямих ударів блискавок і аварійних коротких замикань. Завдяки таким системам, диспетчер може здійснювати поточний моніторинг технічного стану та динамічного навантаження кабельних ЛЕП, а в перспективі й їхнє інтелектуальне (smart) управління. У подальшому можливе створення глобальних систем, що поєднують інтернет-зв'язок, телекомунікації та інші види обміну інформацією зі швидкістю передачі даних до 10–100 Гбіт/с.

Представлено діючі в електромережах розвинених країн світу інтелектуальні системи: DTS-систему розподіленого вимірювання температури; DAS-систему розподіленого вимірювання акустичного сигналу; захисну систему Smart Cable Guard. Системи дають змогу на основі даних моніторингу здійснювати ефективне управління роботою кабельних ліній та забезпечувати їхню високу надійність у режимі реального часу.

Описані моніторингові засоби пропонується використовувати виробникам задля перевірки якості виготовленої кабельної продукції, а також експлуатуючим організаціям для контролю стану електричних кабелів.

Наукові результати ІЕД НАН України та готовність вітчизняних кабельних заводів України до серійного випуску кабельної продукції з інтегрованими волоконно-оптичними модулями і інформаційно-вимірювальними засобами створюють основу та реальну можливість задля розробки та технічної реалізації в найближчому часі інтелектуальних технологій моніторингу технічного стану високовольтних кабельних ліній в Україні.

Роботу виконано частково за держбюджетною темою "Розвинути теорію імпульсних і високочастотних перехідних електромагнітних процесів у енергетичних і технологічних резонансних установках та високовольтних кабельних лініях електропередачі" (Шифр "ЕЛКАБ"), частково за темою "Розроблення засобів створення інтелектуальних екологічно безпечних силових кабелів для традиційної та відновлюваної електроенергетики" (програма "Нова енергетика", 2019–2021 рр.). КПКВК 6541030.

1. Cherukupalli S., Anders G.J. Distributed fiber optic sensing and dynamic rating of power cables. IEEE Press Series on Power Engineering. Wiley-IEEE Press, October 1, 2019. 240 p.
2. Rajan G. Optical fiber sensors: Advanced techniques and applications. CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2015, 575 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/b18074>
3. Hartog A. An introduction to distributed optical fiber sensors. CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2017. 472 p.
4. Волоконно-оптические кабели. Завод "Южкабель", Украина. Харьков: Майдан, 28 с. URL: https://upk.zp.ua/cms_files/68/42/Optic.pdf (дата звернення 15.06.2021)
5. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Электромагнитные процессы в кабельной линии с полиетиленовой изоляцией на напряжение 330 кВ. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 1. С. 9–15.
6. Дубицкий С., Коровкин Н., Бабков Е. Грозозащитный трос с оптическим волокном. Термическая стойкость к прямому удару молнии. *Новости Электротехники*. 2011. № 4 (70). URL: <http://www.news.elteh.ru/arh/2011/70/07.php> (дата звернення 15.06.2021)
7. Mitchell B. The role of fiber optic cables in computer networking. June 28, 2019. URL: <https://www.lifewire.com/fiber-optic-cable-817874> (дата звернення 15.06.2021)
8. Руководство по сооружению, испытанию и эксплуатации современных кабельных линий сверхвысокого напряжения. Харьков: Майдан, 2017. 64 с.
9. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Золотарев В.М. Стационарные и переходные процессы в электромеханической системе нанесения полимерной изоляции на жилу сверхвысоковольтных кабелей. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 2. С. 101–102.
10. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Магнитное поле подземной кабельной линии 330 кВ и способы ее уменьшения. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 5. С. 3–9. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.003>

11. Cho J., Kim J.H., Lee H.J., Kim J.Yo., Song I.K., Choi J.H. Development and improvement of an intelligent cable monitoring system for underground distribution networks using distributed temperature sensing. *Energies*. 2014. No 7. Pp. 1076–1094.
12. Казанина И.В., Хадыева А.Р. Эффективность применения кабелей с изоляцией из сшитого полиэтилена с системой мониторинга. *Вестник электротехники*. 2013. № 4 (83). С. 80–86.
13. Ларин Ю.Т., Смирнов Ю.В., Гринштейн М.Л. Применение системы температурного мониторинга с помощью оптического кабеля для контроля распределения температуры вдоль электрического силового кабеля. *Кабель-news*. 2009. № 8. С. 48–53.
URL: http://kabel-news.ru/netcat_files/90/100/august_Primenenie_sistemy_temperaturnogo_monitoringa.pdf (дата звернення 15.06.2021)
14. Когут І.С. Вплив дефектів структури на конструкційне демпфування однонаправлено армованих волокнистих композитів. *Physicochemical Mechanics of Materials*. 2012. Т. 48. № 4. С. 46–52. URL: http://nbuv.gov.ua/UJRN/PHKhMM_2012_48_4_8 (дата звернення 15.06.2021)
15. Мокански В. Силовой кабель высокого напряжения со встроеным волоконно-оптическим модулем. *Кабели и провода*. 2009. № 2 (315). С. 14–17.
16. Wey A.H., Grotenhuis B.J., Kerstens A. Fibre-optical technology in medium-voltage XLPE cables in the Netherlands. International Conference on *Electricity Distribution* (CIRED 1999). URL: http://www.cired.net/publications/cired1999/papers/1/1_p11.pdf (дата звернення 15.06.2021)
17. Su Q., Li H.J., Tan K.C. Hotspot location and mitigation for underground power cables. *IEEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution*. November 2005. Vol. 152. No 6. Pp. 934–938.
18. Дмитриев М.В., Илюшин П.В. О повышении эффективности применения систем мониторинга температуры кабельных линий напряжением 100–500 кВ. *Релейная защита и автоматизация*. 2018. С. 54–61 URL: http://mvdv.ru/wp-content/uploads/2018/02/Dmitriev_RZA1.pdf (дата звернення 15.06.2021)
19. Удовиченко О.В. Температурный мониторинг кабельных линий высокого напряжения на основе кабелей с изоляцией из сшитого полиэтилена. *Доклады Третьей научно-практической конференции: Линии электропередачи 2008: проектирование, строительство, опыт эксплуатации и научно-технический прогресс*, Новосибирск. 2008. С. 301–304.
20. 60–500 kV high voltage underground power cables. XLPE insulated cables. *Nexans*, Edition 10.2011, 33 p. URL: https://www.nexans.com/Corporate/2013/60-500_kV_High_Voltage_full_BD2.pdf (дата звернення 15.06.2021)
21. XLPE land cable systems. *ABB*. 2010. Rev. 5. 28 p. URL: <https://library.e.abb.com/public/ab02245fb5b5ec41c12575c4004a76d0/XLPE%20Land%20Cable%20Systems%202015007GB%20rev%2005.pdf> (дата звернення 15.06.2021)
22. Подводные кабели. URL: <http://www.tkd-kabel.in.ua/news/25-podvodnyi-kabel> (дата звернення 15.06.2021)
23. DITEST STA-R series fiber optic distributed temperature & strain monitoring system. Omnisens, ref: DT-DITEST-STAR-eng, 4 p.
24. European technology platform Smart Grids. Strategic research agenda for Europe’s electricity networks of the future. *Smart Grids Strategic Research Agenda 2035*. March, 2012, 74 p. URL: <https://www.ctip-snet.eu/wp-content/uploads/2017/04/sra2035.pdf> (дата звернення 15.06.2021)
25. Ambikairajah R., Phung B.T., Ravishankar J., Blackburn T.R., Liu Z. Smart sensors and online condition monitoring of high voltage cables for the Smart Grid. *Proceedings of the 14th International Middle East Power Systems Conference (MEPCON'10)*. Cairo, Egypt, December 19–21, 2010. Paper ID 289. Pp. 807–811.
26. Koltunowicz W., Badicu L., Hummel R., Broniecki U., Gebhardt D. PD testing and monitoring of HV cable systems. 9th International Conference on *Insulated Power Cables* (JICABLE'15). Versailles, France, 21–25 June 2015. 6 p.
27. Белковский С.В., Ботов С.В., Германенко Д.В., Русов В.А., Школьник А.Б. Оперативный контроль технического состояния высоковольтных кабельных линий. *Энергоэксперт*. 2015. № 3. С. 64–69. URL: <https://dimrus.com/manuals/cablesom.pdf> (дата звернення 15.06.2021)
28. Chengke Z., Huajie Y., Xiang D. Review of recent research towards power cable life cycle management. *High Voltage*. 2017. Vol. 2. Is. 3. Pp. 179–187.
29. Bawart M., Marzinotto M., Mazzanti G. Challenge of fault location on long submarine power cables. 9th International Conference *Insulated Power Cables* (JICABLE'15). Versailles, France, 21–25 June 2015. 6 p.
30. Schierig S., Bohme F., Pietsch R. An alternative approach about fault location on HVAC and HVDC cables during commissioning and operation. 9th International Conference *Insulated Power Cables* (JICABLE'15). Versailles, France, 21–25 June 2015. 6 p.
31. Conway C., Mondanos M. An introduction to fiber optic intelligent distributed acoustic sensing (iDAS) technology for power industry applications. 9th International Conference *Insulated Power Cables* (JICABLE'15). Versailles, France, 21–25 June 2015. 6 p.
32. Singh K., Minto C., Godfrey A. OptaSense distributed acoustic sensing (DAS) systems for the power network. 9th International Conference *Insulated Power Cables* (JICABLE'15). Versailles, France, 21–25 June 2015. 4 p.

33. Wagenaars P., Steennis F., Broersma T., et al. Accurate on-line fault location (full breakdowns) for MV cables with Smart Cable Guard. 9th Int. Conf. *Insulated Power Cables* (JICABLE'15). Versailles, France, 21–25 June 2015. 5 p.
34. Qian Y., Wagenaars P., Harmsen D., et al. Risk on failure, based on PD measurements in actual MV PILC and XLPE power cables. 9th Int. Conf. *Insulated Power Cables* (JICABLE'15). Versailles, France, 21–25 June 2015. 3 p.
35. Kirkcaldy L., Pilgrim J., Rogers R., Lee S. G. Distributed acoustic sensing of partial discharge: initial findings. 10th Int. Conf. *Insulated Power Cables* (JICABLE'19). Paris –Versailles, France, 23–27 June, 2019. 6 p.
36. Grund R., Hohloch J., Rogers R., Kammler A., Pohl C., Roland H. Integral sensing of HV cable joints – monitor operation and predict failures early. 10th Int. Conf. *Insulated Power Cables* (JICABLE'15). Paris –Versailles, France, 23–27 June, 2019. 6 p.
37. Steennis F., Wagenaars P., Harmsen D., Minnen F., Broersma t., Huijkelom M., Bleeker P., Fijlstra H. Smart Cable Guard – a tool for on-line monitoring and location of PD's and faults in MV cables – its application and business case. 23rd International Conference on *Electricity Distribution* CIRED 2015. Lyon, 15–18 June 2015. Paper 1044. 5 p.
38. Steennis F., Buys P., Mehairjan R., Wielen P. Smart Cable Guard for PD-online monitoring of MV underground power cables in Stedin's network. International Conference on *Condition Monitoring and Diagnosis* CMD 2014. Jeju, South Korea, September 21-25, 2014. Pp. 525–528.
39. Smart Cable Guard. URL: <https://www.dnvgl.com> (дата звернення 15.06.2021)
40. Power cable diagnostics. URL: <https://www.dnvgl.com/services/power-cable-diagnostics-721> (дата звернення 15.06.2021).
41. Smart Cable Guard: the technology. URL: <https://www.dnv.com/power-renewables/services/scg/technology.html> (дата звернення 15.06.2021).
42. Рекомендации по маркировке кабельных линий (КЛ) электропередачи подземной прокладки с помощью электронных маркеров 3M™Scotchmark™ EMS. 8 с. URL: https://skomplekt.com/files/category_455/doc_c455_3.pdf (дата звернення 15.06.2021)
43. Prysmian Group предлагает новое интеллектуальное решение. URL: https://www.ruscable.ru/news/2019/10/08/Prysmian_Group_predlagaet_novoe_intellektualnoe_r/ (дата звернення 15.06.2021)
44. Золотарев В.М. Завод "Южкабель": вехи пути (75 лет заводу "Южкабель"). *Електротехніка і Електромеханіка*. 2018. № 5. С. 12–16. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.5.02>
45. Кабели волоконно-оптические. Каталог завода "Южкабель". 42 с. URL: www.yuzhcable.com.ua (дата звернення 15.06.2021)
46. Брагинец И.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Применение фазово-частотного метода измерения расстояний в лазерной дальнометрии. *Технічна електродинаміка*. 2004. № 6. С. 56–59.
47. Брагинец И.А., Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Повышение помехоустойчивости фазовых лазерных дальномерных систем. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 3. С. 91–96.
48. Zaitsev Ie., Shpylka A., Shpylka N. Output signal processing method for fiber bragg grating sensing system. Proceedings of the 15th International Conference on *Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering* (TCSET-2020). Lviv-Slavske, Ukraine, February 25–29, 2020. Pp. 152–155. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235412>
49. Левицький А.С., Кобзарь К.О., Зайцев Є.О. Волоконно-оптичні вимірювачі зусиль в стяжних призмах турбогенераторів на основі решіток Бреґґа. *Гідроенергетика України*. 2017. № 3–4. С. 22–25.
50. Wang Q., Zhang L., Sun C., Yu Q. Multiplexed fiber-optic pressure and temperature sensor system for down-hole measurement. *IEEE Sensors Journal*. 2008. Vol. 8. Issue 11. Pp. 1879–1883. DOI: <https://doi.org/10.1109/JSEN.2008.2006253>
51. Щерба А.А., Подольцев О.Д., Кучерява І.М. Система дистанційного моніторингу стану високовольтної кабельної лінії. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2020. Вип. 57. С. 10–14. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.57.010>

INTELLECTUAL TECHNOLOGIES FOR MONITORING OF TECHNICAL STATE OF UP-TO-DATE HIGH-VOLTAGE CABLE POWER LINES

O.V. Kyrylenko, A.A. Shcherba, I.M. Kucheriava

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: sh1ch@ied.org.ua

The review concerning application of fiber-optic technologies in power industry, in particular, for monitoring of modern power cables with cross-linked polyethylene insulation and integrated fiber-optic module is carried out. The new intelligent tools for control of electrical, thermal and mechanical characteristics and partial discharges in power cable lines are presented. The current operational experience for the system of Smart Cable Guard in an emergency is described. The prospects to develop and use the intellectual technologies for monitoring of technical state of up-to-date high-voltage cable power lines and their operate reliability are grounded by analysis of new diagnostic methods controlling the level of partial discharges, temperature distribution and mechanical damage in polyethylene insulation and other elements of the high- and extra-high-voltage cables with integrated fiber-optic modules. References 51, figures 8.

Key words: high- and extra-high-voltage cables, integrated fiber-optic modules, monitoring of partial discharges, changes in temperature distribution and mechanical damages, intelligent diagnostics.

1. Cherukupalli S., Anders G.J. Distributed fiber optic sensing and dynamic rating of power cables. IEEE Press Series on Power Engineering. Wiley-IEEE Press, October 1, 2019. 240 p.
2. Rajan G. Optical fiber sensors: Advanced techniques and applications. CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2015, 575 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/b18074>
3. Hartog A. An introduction to distributed optical fiber sensors. CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2017. 472 p.
4. Fiber optic cables. Private joint stock company "Yuzhcable works", Ukraine. Kharkov: Majdan, 28 p. URL: https://upk.zp.ua/cms_files/68/42/Optic.pdf (accessed 15.06.2021) (Rus).
5. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. Electromagnetic processes in 330 kv cable line with polyethylene insulation. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2013. No 1. Pp. 9–15. (Rus).
6. Dubitskii S., Korovkin N., Babkov E. Overhead ground-wire cable with optic fiber. Thermal stability against direct lightning stroke. *Novosti Electrotekhniki*. 2011. No 4 (70). URL: <http://www.news.elteh.ru/arh/2011/70/07.php> (accessed 15.06.2021) (Rus).
7. Mitchell B. The role of fiber optic cables in computer networking. June 28, 2019. URL: <https://www.lifewire.com/fiber-optic-cable-817874> (accessed 15.06.2021).
8. Work manual on laying, testing and operation of up-to-date extra-high-voltage cable lines. Kharkov: Majdan, 2017. 64 p. (Rus).
9. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Zolotarev V.M. Stationary and transient processes in electromechanical system for the application of polymeric on conductor of EHV cables. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2012. No 2. Pp. 101–102. (Rus)
10. Shcherba A.A., Podoltsev A.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. DOI: https://doi.org/10.15407/techned_2019.05.003 (Rus)
11. Cho J., Kim J.H., Lee H.J., Kim J.Yo., Song I.K., Choi J.H. Development and improvement of an intelligent cable monitoring system for underground distribution networks using distributed temperature sensing. *Energies*. 2014. No 7. Pp. 1076–1094.
12. Kazanina I.V., Khadieva A.R. Efficiency of application of cable with cross-linked polyethylene insulation with monitoring system. *Vestnik elektrotekhniki*. 2013. No 4 (83). Pp. 80–86. (Rus)
13. Larin Yu.T., Smirnov Yu.V., Grinshtein M.L. Application of temperature monitoring system by optic cable for distribution temperature control along electric power cable. *Kabel-news*. 2009. No 8. Pp. 48–53. URL: http://kabel-news.ru/netcat_files/90/100/august_Primenenie_sistemy_temperaturnogo_monitoringa.pdf (accessed 15.06.2021) (Rus)
14. Kogut I.S. Effect of construction defects on structural damping of unidirectionally reinforced composites. *Physicochemical Mechanics of Materials*. 2012. Vol. 48. No 4. Pp. 46–52. URL: http://nbuv.gov.ua/UJRN/PHKhMM_2012_48_4_8 (accessed 15.06.2021). (Ukr)
15. Mokanski V. High-voltage power cable with integrated fiber-optic module. *Kabeli i provoda*. 2009. No 2 (315). Pp. 14–17. (Rus)
16. Wey A.H., Grotenhuis B.J., Kerstens A. Fibre-optical technology in medium-voltage XLPE cables in the Netherlands. *Proc. of the International Conference on Electricity Distribution, CIRED 1999*. URL: http://www.cired.net/publications/cired1999/papers/1/1_p11.pdf (accessed 15.06.2021)
17. Su Q., Li H.J., Tan K.C. Hotspot location and mitigation for underground power cables. *IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution*. November 2005. Vol. 152. No 6. Pp. 934–938.
18. Dmitriev M.V., Ilyushin P.V. On improvement of efficiency of systems for temperature monitoring of 100–500 kV cable lines. *Releinaia zaschita i avtomatizatsiia*. March 2018. Pp. 54–61. URL: http://mvd.m.ru/wp-content/uploads/2018/02/Dmitriev_RZA1.pdf (accessed 15.06.2021) (Rus)
19. Udovichenko O.V. Temperature monitoring of high-voltage cable lines on the basis of cables with cross-linked polyethylene insulation. *Papers of the third science-practical conference: Power lines 2008: design, construction, operational experiment and science-technological advance*, Novosibirsk, 2008. Pp. 301–304. (Rus)
20. 60–500 kV high voltage underground power cables. XLPE insulated cables. *Nexans*, Edition 10.2011, 33 p. URL: https://www.nexans.com/Corporate/2013/60-500_kV_High_Voltage_full_BD2.pdf (accessed 15.06.2021)
21. XLPE land cable systems. *ABB*. 2010, Rev. 5, 28 p. URL: https://library.e.abb.com/public/ab02245fb5b5ec41c12575c4004a76d0/XLPE%20Land%20Cable%20Systems%20GM5007_GB%20rev%205.pdf (accessed 15.06.2021)
22. Submarine cable. URL: <http://www.tkd-kabel.in.ua/news/25-podvodnyi-kabel> (accessed 15.06.2021)
23. DITEST STA-R series fiber optic distributed temperature & strain monitoring system. *Omnisens*, ref: DT-DITEST-STAR-eng, 4 p.
24. European technology platform Smart Grids. Strategic research agenda for Europe's electricity networks of the future. *Smart Grids Strategic Research Agenda 2035*. March, 2012. 74 p. URL: <https://www.etip-snet.eu/wp-content/uploads/2017/04/sra2035.pdf> (accessed 15.06.2021)
25. Ambikairajah R., Phung B.T., Ravishankar J., Blackburn T. R., Liu Z. Smart sensors and online condition monitoring of high voltage cables for the Smart Grid. *Proceedings of the 14th International Middle East Power Systems Conference (MEPCON'10)*, December 19–21, 2010. Paper ID 289. Pp. 807–811.
26. Koltunowicz W., Badicu L., Hummel R., Broniecki U., Gebhardt D. PD testing and monitoring of HV cable systems. *9th International Conference on Insulated Power Cables (JICABLE'15)*. Versailles, France, 21–25 June 2015. 6 p.

27. Belkovskii S.V., Botov S.V., Germanenko D.V., Rusov V.A., Shkolnik A.B. On-line control of technical state of high-voltage cable lines. *Energoekspert*. 2015. No 3. Pp. 64–69. URL: <https://dimrus.com/manuals/cablesom.pdf> (accessed 15.06.2021) (Rus)
28. Chengke Z., Huajie Y., Xiang D. Review of recent research towards power cable life cycle management. *High Voltage*. 2017. Vol. 2. Is. 3. Pp. 179–187.
29. Bawart M., Marzinotto M., Mazzanti G. Challenge of fault location on long submarine power cables. . 9th International Conference on *Insulated Power Cables* (JICABLE'15). Versailles, France, 21–25 June 2015. 6 p.
30. Schierig S., Bohme F., Pietsch R. An alternative approach about fault location on HVAC and HVDC cables during commissioning and operation. 9th Int. Conf. *Insulated Power Cables* (JICABLE'15) Versailles, France, 21–25 June 2015. 6 p.
31. Conway C., Mondanos M. An introduction to fiber optic intelligent distributed acoustic sensing (iDAS) technology for power industry applications. 9th International Conference on *Insulated Power Cables* (JICABLE'15). Versailles, France, 21–25 June 2015. 6 p.
32. Singh K., Minto C., Godfrey A. OptaSense distributed acoustic sensing (DAS) systems for the power network. 9th Int. Conf. *Insulated Power Cables* (JICABLE'15), Versailles, France, 21–25 June 2015. 4 p.
33. Wagenaars P., Steennis F., Broersma T., et al. Accurate on-line fault location (full breakdowns) for MV cables with Smart Cable Guard. 9th Int. Conf. *Insulated Power Cables* (JICABLE'15). Versailles, France, 21–25 June 2015. 5 p.
34. Qian Y., Wagenaars P., Harmsen D., et al. Risk on failure, based on PD measurements in actual MV PILC and XLPE power cables. 9th Int. Conf. *Insulated Power Cables* (JICABLE'15). Versailles, France, 21–25 June 2015. 3 p.
35. Kirkcaldy L., Pilgrim J., Rogers R., LeeS G. Distributed acoustic sensing of partial discharge: initial findings. 10th Int. Conf. *Insulated Power Cables* (JICABLE'19). Paris –Versailles, France, 23–27 June. 2019. 6 p.
36. Grund R., Hohloch J., Rogers R., Kammler A., Pohl C., Roland H. Integral sensing of HV cable joints – monitor operation and predict failures early. 10th Int. Conf. *Insulated Power Cables* (JICABLE'19). Paris –Versailles, France, 23–27 June, 2019. 6 p.
37. Steennis F., Wagenaars P., Harmsen D., Minnen F., Broersma t., Huijkelom M., Bleeker P., Fijlstra H. Smart Cable Guard – a tool for on-line monitoring and location of PD's and faults in MV cables – its application and business case. 23rd International Conference on *Electricity Distribution*, CIRED 2015. Lyon, 15–18 June 2015. Paper 1044. 5 p.
38. Steennis F., Buys P., Mehairjan R., Wielen P. Smart Cable Guard for PD-online monitoring of MV underground power cables in Stedin's network. International Conference on *Condition Monitoring and Diagnosis* CMD 2014. Jeju, South Korea, September 21-25, 2014. Pp. 525–528.
39. Smart Cable Guard. URL: <https://www.dnvg.com> (accessed 15.06.2021)
40. Power cable diagnostics. URL: <https://www.dnvg.com/services/power-cable-diagnostics-7211> (accessed 15.06.2021)
41. Smart Cable Guard: the technology. URL: <https://www.dnv.com/power-renewables/services/scg/technology.html> (accessed 15.06.2021).
42. Recommendations for marking underground cable lines (CL) using 3M™ Scotchmark™ EMS electronic markers. 8 p. URL: https://skomplekt.com/files/category_455/doc_c455_3.pdf (Rus)
43. Prysmian Group offers a new intelligent solution. URL: https://www.ruscable.ru/news/2019/10/08/Prysmian_Group_predlagaet_novoe_intellektualynoe_r/ (accessed 15.06.2021) (Rus)
44. Zolotaryov V.M. Plant "Yuzhcable works": milestones of the road (75 years to Plant «Yuzhcable works»). *Electrotehnika i Elektromekhanika*. 2018. No 5. Pp. 12–16. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.5.02> (Rus)
45. Fiber optic cables. Catalogue of Yuzhcable works PJSC, 42 p. URL: www.yuzhcable.com.ua (accessed 15.06.2021) (Rus)
46. Bragynets I.O., Kononenko O.G., Masjurenko Yu.O., Nizhenskyi A.D. Application of phase-and-frequency method for laser distance measurement. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2004. No 6. Pp. 56–59. (Rus)
47. Bragynets I.O., Zaitsev E.O., Kononenko O.G., Masjurenko Yu.O., Nizhenskyi A.D. Increasing the noise immunity of the phase laser ranging systems. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2014. No 3. Pp. 91–96. (Rus)
48. Zaitsev Ie., Shpylka A., Shpylka N. Output signal processing method for fiber bragg grating sensing system. Proceedings of the 15th International Conference on *Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering* (TCSET-2020). Lviv-Slavske, Ukraine, February 25–29, 2020. Pp. 152–155. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSET49122.2020.235412>.
49. Levitskii A.C., Kobzar K.O., Zaitsev E.O. Fiber-optic force meters in the coupling prisms of turbogenerators based on Bragg gratings. *Hydroenergetika Ukrainy*. 2017. No 3–4. Pp. 22–25. (Ukr)
50. Wang Q., Zhang L., Sun C., Yu Q. Multiplexed fiber-optic pressure and temperature sensor system for down-hole measurement. *IEEE Sensors Journal*. 2008. Vol. 8. Issue 11. Pp. 1879–1883. DOI: <https://doi.org/10.1109/JSEN.2008.2006253>
51. Shcherba A.A., Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. System for remote monitoring of high-voltage cable line state. *Pratsi Institutu elektrodynamiki NAN Ukrainy*. 2020. Is. 57. Pp. 10–14. DOI: https://doi.org/10.15407/publishing_2020.57.010 (Ukr)

Надійшла 16.06.2021

Остаточний варіант 22.07.2021

GENERATION-LOAD-STORAGE COOPERATIVE OPTIMIZATION SCHEDULING OF COMBINED HEAT AND POWER SYSTEM CONSIDERING WIND POWER UNCERTAINTY AND DEMAND RESPONSE

Ruiqing Lian¹, Yiran You², Yong Li³, Shiwei Su¹

¹College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China

²Quanzhou Power Supply Company of State Grid Fujian Electric Power Co., Ltd., Quanzhou 362000, China, E-mail: yvr937@foxmail.com

³Dawu Power Supply Company of State Grid Hubei Electric Power Co., Ltd., Dawu 432800, China

The problem of wind power abandonment in the north areas of China is serious, which is mainly caused by the uncertainty of wind power and the "thermoelectric coupling" characteristics of cogeneration units. Aiming at this problem, this paper establishes the optimal scheduling model of generation-load-storage coordination in the electrothermal joint system with the goal of minimizing the amount of wind power discarded and the total scheduling cost of the system. Firstly, the responsive electrical and thermal loads on the demand side are divided into three types according to their types, namely, translatable, transferrable and reducible, and the demand response models are constructed to improve the fineness of the optimization on the demand side. Then, the scenario method is used to solve the uncertainty problem of wind power. Meanwhile, the influence of the energy storage side on system scheduling is considered. Finally, the results based on examples verify the effectiveness of the proposed model in promoting the absorptive of wind power and improving the overall economic benefit of the system. References 23, figures 8, table 1.

Key words: the uncertainty of wind power; generation-load-storage coordination optimization; optimized scheduling; wind power consumption; demand response.

1. Introduction. In recent years, renewable energy such as wind power has developed rapidly in China. However, with the gradual increase of wind power penetration in the power system, the problem of wind abandonment is prominent nationwide, especially in northern China, which has become an important factor limiting the development of wind power [1-3]. There are two reasons for the wind abandoning problem in northern China. One is the uncertainty of wind power output and the influence of reverse peak regulation characteristics. Second, the system scheduling is limited by the operation mode and thermoelectric coupling characteristics of CHP (Combined Heat and Power) units in northern China. Therefore, how to deal with wind power uncertainty and reverse peak regulation characteristics, as well as how to solve the thermoelectric coupling problem of CHP units are the key to solve the wind abandonment problem in northern China.

In view of the problem of wind abandonment in northern China, some scholars at home and abroad propose to add energy storage devices or electric boilers at the generation side to realize "thermoelectric decoupling", and preliminary results have been achieved. The authors [4-6] are not only limited to the power system level, but also improve the energy allocation capacity of the electric-thermal combined system by adding heat storage devices. The authors [7-8] studied the influence of heat storage devices at different locations on the wind abandonment rate and economy of the system. In [9], combined with the characteristics of regional energy structure in northern China, wind power heating was added as a dispatchable resource on the heat load side on the basis of heat storage to enhance the flexibility of the system.

According to the above research, the electric boiler and energy storage device have a certain positive effect on the decoupling of CHP unit and the consumption of wind power. However, there are still many key technologies to be broken through, especially the research and development of the storage device. Its installation capacity is limited, and the overall economic improvement of the system is not significant. Therefore, at present many scholars are conducting researches on the load side, hoping to improve the flexibility of the system and the consumption space of wind power by optimizing the load curve.

The authors [10-12] divide responsive electrical loads into three categories: reducible, transferable and translatable. Interactive load models are established respectively, which adjust the electrical load curve and realize the economic operation of the system. The authors [13-14] establish a demand response model based on electricity price, build the elastic demand relationship between electricity consumption and price, and guide users through time-of-use electricity price to optimize the load curve. The authors [15] consider

the electro-thermal coupling relationship while considering the demand response of electric load, giving full play to the role of demand response in the electro-thermal combined system.

On the basis of energy storage equipment, the above literature added research on the demand side, which improved the consumption of wind power and the economic benefits of the system to a certain extent, but there are still some shortcomings. Firstly, most of its demand response only considers electrical load, without considering the role of thermal load response in the system. Secondly, its demand response strategy mostly adopts the mode of interruptible load or direct control, without considering different types of responsive electric and thermal load response models, and the planning is not detailed enough. Finally, they only consider the influence of one or both parties of generation, load and storage, which can no longer meet the current requirements of wind power consumption and economic benefits.

Therefore, this paper aims at minimizing the amount of abandoned air and the total scheduling cost of the system, and adds consideration to the generation and load side on the basis of the combined system with storage, electricity and heat. In addition to constructing demand response models for different types of electrical loads, the construction of demand response models for thermal loads is also considered. The scenario method is used to deal with the uncertainties of generation-side wind power, and a coordinated optimization scheduling model for generation-load-storage of an electric-thermal integrated system is established. Finally, the simulation results based on the constructed examples show that the proposed method and model can effectively improve the consumption of wind power and the system economy.

2. System structure and principle of CHP unit containing storage.

2.1. Generation-load-storage coordination optimal scheduling system architecture. The combined electric and thermal system studied in this paper is mainly composed of wind power unit, conventional thermal power unit, CHP unit, thermal energy storage device, electrical load and thermal load.

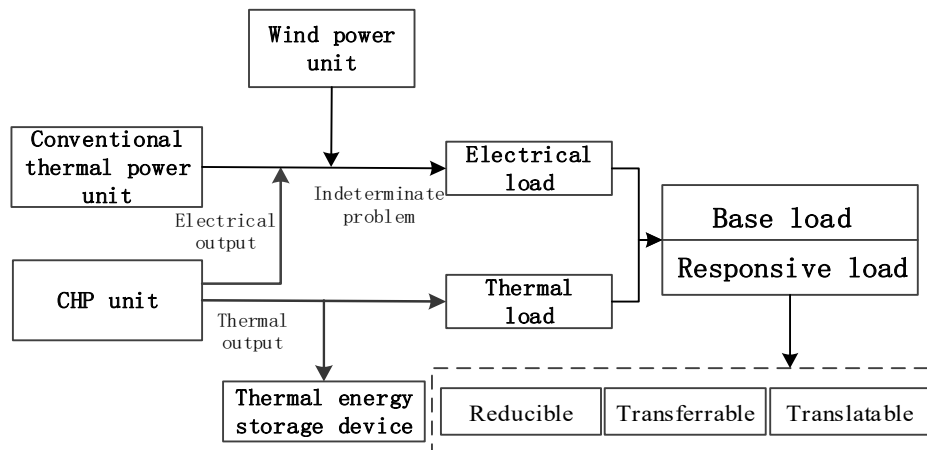


Fig. 1

Fig. 1 shows the structure diagram of generation-load-storage coordinated optimal dispatching system, which adds the consideration of wind power uncertainty on the basis of the combined system with storage, electricity and heat, and models the electric and heat loads on the load side respectively according to the type to adjust the load curve. Through coordination and optimization of generation-load-storage, it can provide more space for absorbing new energy while improving system economy.

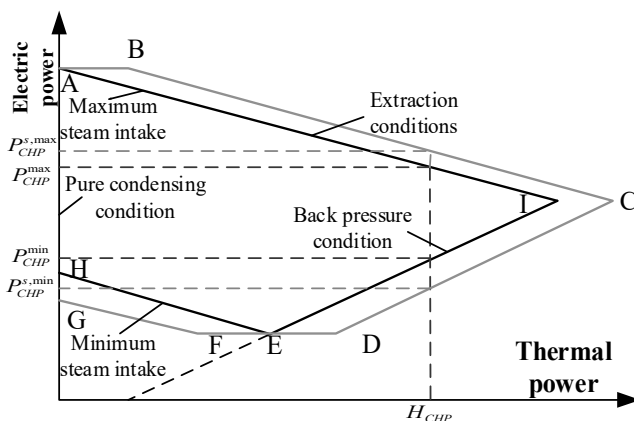


Fig. 2

2.2. Electrothermal characteristic curve of CHP unit with heat storage.

The electrothermal characteristic curve of CHP unit with heat storage is shown in Fig. 2. AIEH is the operating range of extraction steam CHP, IE is the operating range of the back-pressure CHP unit. When the thermal output of CHP unit is H_{CHP} , the electric output of back pressure CHP unit is P_{CHP}^{min} , the power output of extraction-steam CHP unit is interval $[P_{CHP}^{min}, P_{CHP}^{max}]$. Therefore, the extraction-steam CHP unit has higher flexibility, but it is still limited by the operation

mode of "determined by heat", and cannot fully absorb new energy.

After adding the heat storage device, the operation interval of the extraction steam CHP unit is increased to ABCDEFG, where ABCDEI is the heat release interval of the heat storage device and HEFG is the heat storage area of the energy storage device. As can be seen from Fig. 2, the addition of heat storage device expands the power output adjustment range of extractable CHP unit and significantly improves the flexibility of the system.

3. Demand response and wind power uncertainty treatment.

3.1. Demand response model. In this paper, on the basis of flexible and responsive electric heating load, the models are divided into three types according to their respective characteristics, so as to improve the accuracy of the scheduling model.

1) Translatable load refers to the uninterrupted and integral translation of the responsive electric heating load [16]. The scheduling time interval in this paper is 1 hour, so in order to ensure the continuous load, the formula as follow should be satisfied:

$$\begin{cases} \sum_{t=\tau_p}^{\tau_p+t_p-1} \alpha_p = t_p \\ \sum_{t=\tau_h}^{\tau_h+t_h-1} \alpha_h = t_h \end{cases}, \quad (1)$$

where τ_h and τ_p are the starting time of the time interval of thermal and electrical load after translation respectively; t_h and t_p are the durations of translational heat and electrical loads respectively; α_h and α_p are 0-1 state variables of whether the thermoelectric load is translated, and 1 represents load translation.

2) Transferable load refers to the responsive electric heating load with continuity constraints. The required electric energy remains unchanged before and after the electric heating load is transferred, and shall meet the following formula:

$$\begin{cases} \sum_{t=1}^T (P_{gt}^{\text{trans}} - P_{gt}^{\text{trans}}) = 0 \\ \sum_{t=1}^T (P_{ht}^{\text{trans}} - P_{ht}^{\text{trans}}) = 0 \end{cases}, \quad (2)$$

where P_{gt}^{trans} and P_{gt}^{trans} are transferable electric load power before and after dispatching; P_{ht}^{trans} and P_{ht}^{trans} are transferable heat load power before and after dispatching.

3) Reducible load refers to the responsive electric heating load that can be reduced under the condition of meeting the needs of users. The electric heating load after reduction is expressed as:

$$\begin{cases} P_{gt}^{\text{cut}} = (1 - \beta_p) P_{gt}^{\text{cut}} \\ P_{ht}^{\text{cut}} = (1 - \beta_h) P_{ht}^{\text{cut}} \end{cases}, \quad (3)$$

where P_{gt}^{cut} and P_{ht}^{cut} are the electric heating load before cutting at time t ; β_p and β_h are the proportion of electric heating load reduced, and $0 \leq (\beta_p, \beta_h) \leq 1$.

3.2. Uncertainty treatment of wind power. Scenario method simulates the output uncertainty of wind power by generating a large number of wind power scenarios. The prediction error of wind power is assumed to follow the normal distribution with the mean value of 0, which is $\Delta P_{wt} \sim N(0, \delta_{wt}^2)$. Based on the wind power output forecast data of a typical day, Latin Hypercube Sampling (LHS) is used to generate the scene. The steps are as follows:

1) Samples to generate. Suppose that $[P_{w1}, P_{w2}, \dots, P_{wT}]$ is an independent random variable of wind power output under a scheduling period, and P_{wt} is a random variable at time t , and its cumulative probability distribution function is $Y_t = F_t(P_{wt})$. Then, during sampling, the interval of cumulative probability distribution function [0,1] at each scheduling time is first divided into M equal parts, and the median value of each subinterval is selected. Then the inverse transformation of the cumulative probability distribution function is used to get the sampling value, that is, the output of wind power. Finally, a typical daily wind power output matrix of $M \times T$ is obtained.

2) Sorting. When sampling values are used to simulate wind power uncertainty, there is always correlation between the sampled data of random variables, which will affect the accuracy of the simulation. Therefore, Cholesky decomposition method is needed to be used for sorting to eliminate the correlation and

improve the accuracy of the simulation.

The generated rank correlation coefficient matrix ρ_w of the $M \times T$ wind power output matrix and the rank correlation coefficient matrix ρ_L of the $M \times T$ sequence matrix L are calculated. Cholesky decomposition of ρ_w and ρ_L :

$$\rho_L = BB^T, \rho_w = DD^T, Q_L = B^{-1}L, Q_w = DQ_L, \quad (4)$$

where matrices B and D are lower triangular matrices.

After this transformation, the original generated $M \times T$ wind power output matrix can be arranged according to the order of the elements of matrix Q_w to maintain the same correlation between the sample matrix and the random variable.

3) Scene reduction. The sample matrix obtained through LHS has a large amount of data, which will increase the amount of calculation and reduce the efficiency of solution in the actual calculation process. Therefore, a few specific scenes need to be selected to represent the overall scene. Therefore, this paper based on SBR method to reduce the scene, specific steps can be found in literature [17].

4. Generation-load-storage optimization scheduling model for electric and thermal systems.

4.1. The objective function. In this paper, the objective function is to minimize the penalty cost of wind abandonment and the total dispatching cost of the system, and comprehensively consider the generation cost of conventional thermal power unit, the generation cost of CHP unit, the operation and maintenance cost of heat storage device, the penalty cost of wind abandonment and the demand response cost. The mathematical expression is as follows:

$$\min C_z = C_D(P_{G_{it}}) + C_S(P_{S,\text{store}}, P_{S,\text{release}}) + C_H(P_{H_{jt}}) + C_W(P_{W_t}^q) + C_R(P_{R_t}), \quad (5)$$

where C_z is the total scheduling cost of the system, C_D is the generating cost of conventional thermal power unit, C_H is the power generation cost of CHP unit, C_S is the operation and maintenance cost of the heat storage device, C_W is the penalty cost of wind abandonment, C_R is the demand response cost, $P_{G_{it}}$ is the electric output of the No. i conventional thermal power unit at time t , $P_{H_{jt}}$ is the conversion output of the No. j CHP unit at time t , $P_{S,\text{store}}(t)$ and $P_{S,\text{release}}(t)$ are the heat storage and release power of the heat storage device, $P_{W_t}^q$ is the actual amount of wind power online at time t , P_{R_t} is the total load that is reduced, transferred and translated at the time t .

1) The cost of power generation of conventional thermal power units. In general, the cost utility of thermal power units mainly considers the operation cost and the start-up and shutdown cost, and the general form of its cost utility function is as follows:

$$C_D(P_{G_{it}}) = \sum_{t=1}^T \sum_{i=1}^{N_G} \left[\begin{array}{l} Q_{G_{it}}(1 - Q_{G_{i(t-1)}}) \cdot \tau_{G_{it}} + \\ Q_{G_{it}} \cdot R_{G_{it}}(P_{G_{it}}) \end{array} \right], \quad (6)$$

where the specific mathematical expression of operating cost $R_{G_{it}}(P_{G_{it}})$ is as follows:

$$R_{G_{it}}(P_{G_{it}}) = a_i + b_i P_{G_{it}} + c_i P_{G_{it}}^2. \quad (7)$$

In the formula, $Q_{G_{it}}$ and $Q_{G_{i(t-1)}}$ respectively represent the start-stop state of Unit i at time periods t and $t-1$, 0 represents shutdown and 1 represents startup, N_G represents the total number of thermal power units participating in dispatching, T represents the scheduling period, $\tau_{G_{it}}$ stands for the start-stop cost of the thermal power units, $R_{G_{it}}(P_{G_{it}})$ represents the operating cost of thermal power units, a_i , b_i and c_i are the operating cost parameters of the unit.

2) Power generation cost of CHP unit. In the system studied in this paper, the heat load is set to be supplied by the heat generated by the operation of CHP unit. Therefore, CHP unit will operate without shutdown, and the impact of CHP unit start-up and shutdown will not be considered, only its operation cost will be considered [18]. Its expression is as follows:

$$C_D(P_{G_{it}}) = \sum_{t=1}^T \sum_{j=1}^{N_H} (a_j P_{H_{jt}}^2 + b_j P_{H_{jt}} + c_j), \quad (8)$$

where N_H is the number of CHP units, a_j , b_j and c_j are operating cost parameters of CHP unit respectively.

In order to deal with the operation cost of extraction steam CHP unit, the electrical and thermal power under the extraction steam condition should be converted to the pure condensing condition for calculation. The conversion expression is as follows:

$$P_{H_{jt}} = P_{g_{jt}} + |k| P_{h_{jt}}, \quad (9)$$

where P_{git} and P_{hjt} are the electrical and thermal power values of the No. j CHP unit at time t , k is the slope of the thermoelectric characteristic curve of the CHP unit under the steam extraction condition.

3) Operation and maintenance cost of heat storage device.

In general, the operation and maintenance costs of heat storage devices are related to their heat storage and release characteristics. The following formula is the heat storage and release characteristics of the heat storage device

$$H_S(t) = H_S(t-1) + (\eta_{S,store} P_{S,store}(t) - P_{S,release}(t) / \eta_{S,release}) \Delta t, \quad t \geq 2, \quad (10)$$

where $H_S(t)$ and $H_S(t-1)$ are the heat storage of the heat storage device at time t and $t-1$, when the heat input and output are zero, the physical meaning is that the heat stored does not change [19]. The $\eta_{S,store}$ and $\eta_{S,release}$ are the heat storage and release efficiency of the heat storage device at time t . Therefore, the operation and maintenance cost of the heat storage device can be expressed as follows:

$$C_S(P_{hjt}) = c_s |P_{S,store}(t) - P_{S,release}(t)|, \quad (11)$$

where c_s is the unit operation and maintenance cost of the heat storage device. Thus, combined with the formulas (8-11), the operating cost of CHP unit containing storage can be rewritten as

$$C_D(P_{Git}) = \sum_{t=1}^T \sum_{j=1}^{N_H} \left[a_j (P_{git} + |k|(P_{hjt} + P_S(t)))^2 + b_j (P_{git} + |k|(P_{hjt} + P_S(t))) + c_j \right]. \quad (12)$$

According to formula (12), thermal power output, charging and releasing heat plan and CHP unit's own characteristics will affect the power generation cost of the unit.

4) Wind abandonment penalty costs and demand response costs. The formulas (13-14) are the penalty cost of wind abandonment and the cost of demand response

$$C_W(P_{Wt}^q) = c_q \sum_{t=1}^T (|P_{wt,real} - P_{wt}^q|), \quad (13)$$

$$C_R(P_{Rt}) = c_{r\zeta} \sum_{\zeta=1}^3 \sum_{t=1}^T P_{R\zeta t}, \quad (14)$$

where $P_{wt,real}$ is the actual wind power of wind power at time t , c_q and $c_{r\zeta}$ are unit wind abandonment costs and unit demand response costs of different types of loads respectively.

4.2. The constraint.

1) Power system constraint. Electrical power balance constraints:

$$\sum_{i=1}^{N_G} P_{Git} + \sum_{j=1}^{N_H} P_{git} + P_{wt} = P_{glt} + \Delta P_{glt}, \quad (15)$$

where P_{glt} is the system load at time t , ΔP_{glt} is the load offset generated by the demand response at time t . Positive value means increased load and negative value means reduced load.

In addition to power balance constraints, power system constraints also include wind power output constraints, thermal power unit output constraints, thermal power unit climbing constraints, thermal power unit outage and start-up output constraints, and positive and negative rotation reserve constraints, which have been a lot of literature research will not be repeated here [20-23].

2) Thermodynamic system constraints. Thermal power balance constraints:

$$\sum_{j=1}^{N_H} P_{hjt} + P_{S,release}(t) = P_{hlt} + \Delta P_{hlt} + P_{S,store}(t), \quad (16)$$

where P_{hlt} is the heat load before the demand response at time t , and ΔP_{hlt} is the change of thermal load after demand response at time t .

Constraint of heat storage device:

$$\begin{cases} P_{S,store}(t) \leq P_{S,store}^{\max} \\ P_{S,release}(t) \leq P_{S,release}^{\max} \\ H_S(t) \leq H_S^{\max} \end{cases}, \quad (17)$$

where $P_{S,store}^{\max}$, $P_{S,release}^{\max}$ and H_S^{\max} respectively represent the maximum heat storage and release power of the heat storage device and the maximum heat storage of the heat storage device.

In addition to the above constraints, thermodynamic system constraints also include CHP unit output constraints and CHP unit climbing constraints, which are similar to the constraints of thermal power units.

Thermal output should be equivalent to electrical output, and the equivalent process is shown in the formula (9).

3) Demand response constraints. In the established responsive load model, in addition to the formulas (1-3), the transferable electric heating load needs to meet the following constraints.

Transferable interval constraints:

$$t \in [t_i^{tr-}, t_i^{tr+}]. \quad (18)$$

Minimum duration constraint:

$$\sum_{\tau=t}^{t+t_{\min}^{\text{trans}}-1} v_{\tau} \geq t_{\min}^{\text{trans}} (v_t - v_{t-1}) \quad (19)$$

$$t = t_{tr-}, t_{tr-} + 1, \dots, t_{tr+} - t_{\min}^{\text{trans}} + 1$$

where t_i^{tr-} and t_i^{tr+} are the upper and lower limits of the interval where load transfer can be allowed, t_{\min}^{trans} is the minimum continuous running time, v_t is the 0-1 state variable to determine whether the load is transferred, $v_t=1$ means that the load is transferred at time t .

5. Generation-load-storage optimization scheduling model for electric and thermal systems.

5.1. The example designs. The model established in this paper is a mixed problem, so the more mature commercial solvers YALMIP and CPLEX are used to solve the problem. The "source" of the calculation example of the established electric-thermal combined system consists of four conventional thermal power units, two CHP units and one wind power unit. The power of the wind power unit is 50MW, and the specific parameters of the unit are referred to Literature [13]. The "storage" side of the system is composed of a heat storage device with a transmission power of 100MW and a capacity of 1000MW. The system scheduling cycle is 24 hours, and the unit scheduling period is 1 hour. A typical day was selected as the research object in this paper to simplify the comparison. When the uncertainty of wind power is not considered, the wind power output is set at 20MW, in which the unit heat storage operation and maintenance cost is 0.01 CNY/kW, and the unit wind abandonment penalty cost is 0.2 CNY/kW.

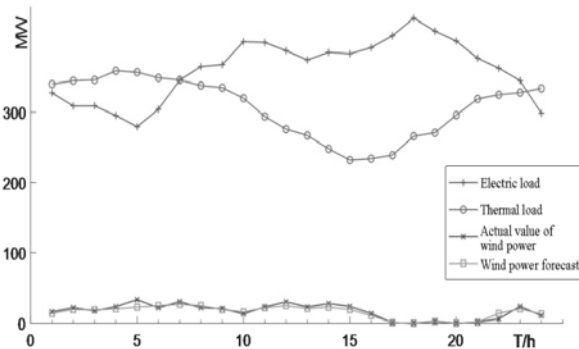


Fig. 3

Fig. 3 shows the electric heating load curve, the actual wind power curve of the typical day and the wind power prediction curve after the uncertainty treatment of the scenario method. Electrical and thermal loads before optimization are shown in Fig. 4, in which the left figure is the electrical load and the right figure is the thermal load. The electric heating load can be reduced mainly for residential heat and lighting electricity. The transferable electrical load is mainly household electricity. Translatable electric loads are mainly for electric vehicles. Transferable and translational heat loads are mainly used in production.

In the calculation example, the demand response prices of the electric heating load that can be reduced, transferred and translated are 0.03, 0.02 and 0.01 CNY/kW respectively.

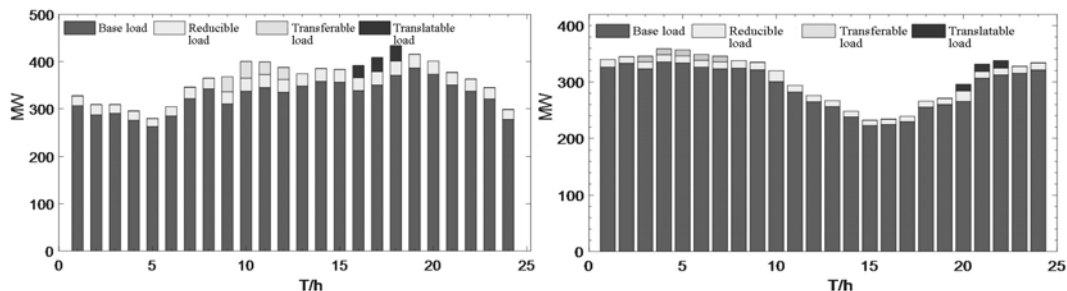


Fig. 4

5.2. Optimization result analysis. The model and method established in this paper are used to optimize the calculation example, and the optimization results are as follows.

Fig. 5 shows the electrical and thermal loads of each type after optimization in which the left figure is the electrical load and the right figure is the thermal load. By comparison with Fig. 4, it can be seen that the trough of heat load is just the peak of electricity consumption. If the operation mode of "setting power by heat" is adopted, the scheduling is not flexible enough due to the coupling of thermoelectric units. However, after considering the side response of electric and thermal loads, the electrical loads in periods 16-18 are shifted to periods 4-6, and the loads in periods 9-12 are transferred to other periods of low electric loads, smoothing the electric load curve and alleviating the impact of electric and thermal coupling. Compared with electric load, the main reduction period of heat load is the trough period of heat load. However, due to the existence of heat storage devices, the cost of heat storage and release is lower than that of demand response, so the reduction amount of heat load is not much. The thermal load is mainly transferred to period 0-12, and the translational thermal load is transferred from period 20-22 to period 13-15.

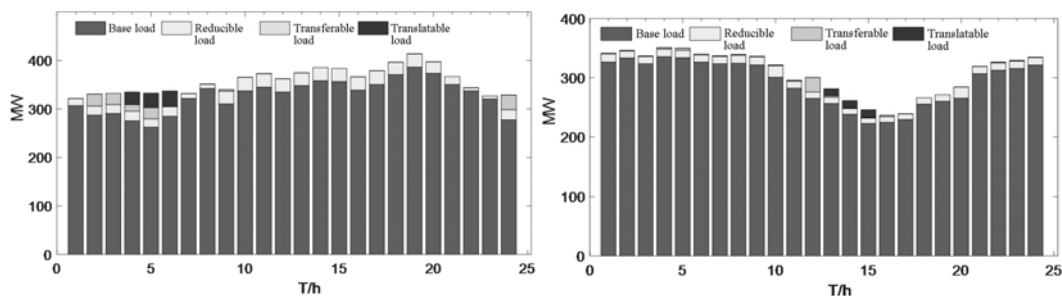


Fig. 5

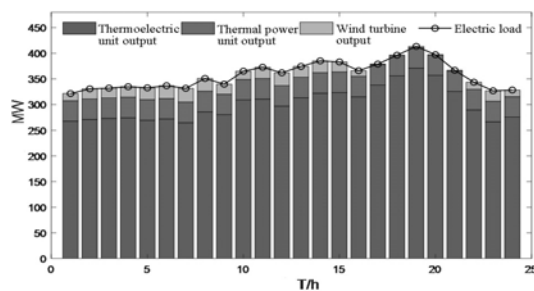


Fig. 6

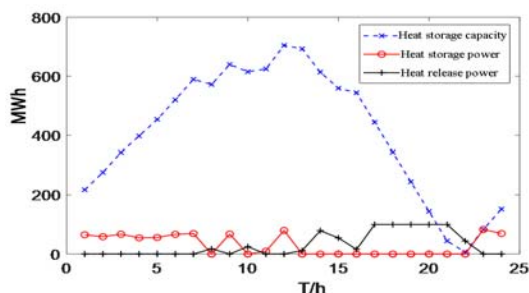


Fig. 7

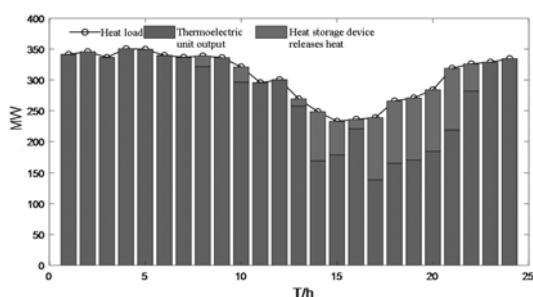


Fig. 8

In Fig. 6 the schematic diagram of the power output of each unit in the optimized system is shown. It can be seen from the figure that the system meets the electric power balance, and the power output of the thermoelectric unit is much higher than that of the thermal power unit. The main reason is that CHP unit has higher energy utilization rate and lower fuel cost compared with the thermal power unit. The operation of the heat storage device and the heat output of the system are shown in Fig. 7 and Fig. 8.

According to Fig. 7 and Fig. 8, the thermal power balance of the system is satisfied, and the heat storage of the heat storage device remains unchanged within a scheduling cycle. By comparing Fig. 5, it can be seen that the main heat release period is concentrated in period 14-22, namely the peak period of electrical load. Due to the existence of electrothermal coupling, the output electric power of CHP unit is limited in order to meet the thermal demand in the peak period of electricity, and the thermal power deficit needs to be provided by the thermal power unit. However, the fuel cost of the thermal power unit is high, so the heat output of CHP unit needs to be reduced, and the heat storage device can release heat to provide the thermal power deficit and reduce the operating cost of the system.

From the analysis of results, it can be seen that the "storage" and "load" of the system will influence each other in the process of optimal scheduling. Therefore, it is necessary to consider the coordination and optimal scheduling among generation, load and storage to optimize the economy of the system.

5.3. Comparison and analysis. In order to verify the effectiveness of the optimal dispatching method based on the coordination of generation, load and storage and the

influence of wind power on system economy and wind abandonment absorption, the following three scenarios are selected for analysis. Since the influence of energy storage on system economy has been verified in many papers, a comparative study will not be conducted here.

Scenario 1: The system considers the electro-thermal load response and energy storage, without considering the uncertainty of wind power. Scenario 2: The system considers wind power uncertainty and energy storage, but does not consider the response of electrothermal load. Scenario 3: The system considers the electro-thermal load response and energy storage, as well as the uncertainty of wind power, namely the model established in this paper. Comparison of system costs under three scenarios is shown in Table.

Index	Scenario 1	Scenario 2	Scenario 3
Generating cost of thermoelectric unit	CNY 114,800	CNY 126,200	CNY 116,700
Costs of thermal power generating units	CNY 11,500	CNY 14,900	CNY 14,300
Operating cost of heat storage device	CNY 7,300	CNY 8,100	CNY 7,400
Demand response cost	CNY 8,300	-	CNY 7,900
Wind abandonment penalty costs	CNY 40,700	CNY 16,800	CNY 14,600
Total system cost	CNY 182,600	CNY 166,000	CNY 160,900
Abandon the wind rate	16.48%	16.09%	12.16%

According to the data in Table, under different emphases, there are slight differences in the costs of systems in the three scenarios. Due to the consideration of the demand side response in Scenario 1 and Scenario 3 and the optimization of the electric heating load curve, the generation cost of thermal power and CHP units is greatly reduced, compared with Scenario 2, the generation cost of thermal power unit is reduced by CNY 3,400 and CNY 600 respectively, and that of CHP unit is reduced by CNY 11,400 and CNY 9,500 respectively. Scenario 1 does not consider the uncertainty of wind power, and the penalty cost of wind abandonment is CNY 40,700. This cost not only includes the penalty of wind abandonment, but also includes the penalty cost of the burden of system scheduling caused by incorrect wind power prediction. In scenario 2 and scenario 3, the uncertainty of wind power is taken into account, and the penalty cost of wind abandonment is CNY 16,800 and CNY 14,600 respectively. The penalty cost of wind abandonment in Scenario 2 and 3 is obviously less than that in Scenario 1, which indicates that considering the influence of wind power uncertainty in the optimization dispatching process can significantly improve the system economy. However, the penalty cost of wind abandonment in Scenario 2 is CNY 2,200 higher than Scenario 3, indicating that the change of electric and heating load curve affects the output plan of wind turbine. It also reflects the mutual influence of generation-load-storage in the process of system optimization dispatching. Therefore, a comprehensive consideration should be taken to improve the overall economy of the system.

Finally, the total scheduling cost of the system in Scenario 3 is CNY 160,900. Compared with Scenario 1 and 2, the total dispatching cost of the system is reduced by CNY 21,700 and CNY 5,100 respectively, and the wind abandonment rate in Scenario 3 is 12.16%, which is lower than that in Scenario 1 and 2. The results show that the method proposed in this paper has good system economy and high wind power consumption rate, and can provide effective technical support and reference for the production and management of combined electric and thermal system.

6. Conclusions. In this paper, with the goal of minimizing the total dispatching cost of the system, an optimal dispatching model of source-load-storage coordination was established based on the combined system with storage, electricity and heat, and the influence of wind power uncertainty and demand response was considered. The optimization results and comparison results are analyzed in detail, and the results show that:

1) The problem of wind abandonment is not only caused by the lack of flexibility of the system, and it is not comprehensive to analyze the electro-thermal coupling problem of CHP unit only. At the same time, considering the uncertainty of wind power can not only further reduce the amount of wind abandonment, but also improve the economy of the system.

2) In this paper, electrical and thermal load responses are considered in the load-side demand response, and they are classified and modeled according to their characteristics. Through the demand-side response, the electric and thermal load curve is optimized, the output of the unit on the generation side is improved, and the interaction between the generation and the load is realized. In addition, the energy storage device increases the flexibility of the unit. The heat release from the heat storage device provides the thermal power gap, reduces the operating cost of the system, and realizes the interaction of storage and charge.

Therefore, in the optimization scheduling process of the electrothermal combined system, generation-load-storage influence and restrict each other, and it is very necessary to comprehensively study these three aspects compared with unilateral or two-sided studies.

3) In this paper, a coordinated optimization dispatching model of generation-load-storage is established for the combined electric and thermal system. The numerical example analysis proves the effectiveness of the model presented in this paper, which achieves a higher wind power consumption rate and a lower system scheduling cost.

Acknowledgement. This work was supported in part by the National Natural Science Foundation of China (61876097), Hubei Key Laboratory of Cascaded Hydropower Station Operation Foundation (2019KJX10).

1. Zeng M., Yang Y., Liu D., Zeng B., Ouyang S., Lin H., Han X.. Generation-grid-load-storage coordinative optimal operation mode of energy internet and key technologies. *Power System Technology*. 2016. No 1. Pp. 114-124.
2. Bie Z., Wang X., Hu Y. Review and Prospect of Planning of Energy Internet. *Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*. 2017. No 22. Pp. 6445-6462.
3. Yi Z., Li Z. Combined Heat and Power Dispatching Strategy Considering Heat Storage Characteristics of Heating Network and Thermal Inertia in Heating Area. *Power System Technology*. 2018. No 5. Pp. 1378-1384.
4. Xu F., Min Y., Chen L., Chen Q., Hu W., Zhang W., Wang X., Hou Y. Combined electricity-heat operation system containing large capacity thermal energy storage. *Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*. 2014. No 29. Pp. 5063-5072.
5. Li Z., Zhang F., Liang J., Yun Z., Zhang J. Optimization on microgrid with combined heat and power system. *Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*. 2015. No 14. Pp. 3569-3576.
6. Pinson P., Girard R. Evaluating the quality of scenarios of short-term wind power generation. *Applied Energy*. 2012. Pp. 12-20.
7. Cui Y., Chen Z., Yan G., Tang Y. Coordinated wind power accommodating dispatch model based on electric boiler and CHP with thermal energy storage. *Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*. 2016. No 15. Pp. 4072-4080.
8. Yao Y. A Method for allocation heat storage capacity of concentration solar power considering scheduling economy. *Acta Energetica Sinica*. 2019. No 11. Pp. 3039-3045.
9. Yuan G., Wang L., Wang B. Optimal Dispatch of Heat-Power Load and Economy Benefit Analysis Based on Decoupling of Heat and Power of Virtual Power Plant. *Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*. 2017. No 17. Pp. 4974-4985. DOI: <https://doi.org/10.13334/j.0258-8013.pcsee.161300>
10. Sun C., Wang L., Xu H. An interaction load model and its application in microgrid day-ahead economic scheduling. *Power System Technology*. 2016. No 7. Pp. 2009-2015.
11. Bahramirad S., Reder W., Khodaei, Reliability-constrained optimal sizing of energy storage system in a microgrid. *IEEE Transactions on Smart Grid*. 2012. No 4. Pp. 2056-2062.
12. Kinhekar N., Padhy N.P., Gupta H.O. Multiobjective demand side management solutions for utilities with peak demand deficit. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*. 2014. Vol. 55. Pp. 612-619.
13. Liu X., Zhang F., Sun Q., Zhong W. Multi-Objective Optimization Strategy of Integrated Electric-Heat System Based on Energy Storage Situation Division. *IEEE Access*. 2021. Pp. 19004-19024.
14. Hemmati M., Mirzaei M.A., Abapour M., Zare K. Economic-environmental analysis of combined heat and power-based reconfigurable microgrid integrated with multiple energy storage and demand response program. *Sustainable Cities and Society*. 2021. Vol. 69. 102790. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.scs.2021.102790>
15. Liu T., Lu J., He C., Xie Y. Day-ahead economic dispatch of multi-energy parks considering integrated thermo-electric demand response and high penetration of renewable energy. *Electric Power Automation Equipment*. 2019. No 8. Pp. 261-268.
16. Xu Z., Sun Y., Xie D., Wang J. Optimal Configuration of Energy Storage for Integrated Region Energy System Considering Power Thermal Flexible Load. *Automation of Electric Power Systems*. 2020. No 2. Pp. 53-59.
17. Wang J., Xu J., Liao S., Sima L., Sun Y., Wei C., Coordinated Optimization of Integrated Electricity-Gas Energy System Considering Uncertainty of Renewable Energy Output. *Automation of Electric Power Systems*. 2019. No 15. Pp. 2-9.
18. Cui Y., Yang Z., Zhong W., Ye X. A Joint Scheduling Strategy of CHP With Thermal Energy Storage and Wind Power to Reduce Sulfur and Nitrate Emission. *Power System Technology*. 2018. No 4. Pp. 1063-1070.
19. Zhai Q., Zhou Y., Li X., Wu J., Xu Z., Xie X. Nonanticipativity and All-Scenario-Feasibility: State of the Art, Challenges, and Future in Dealing with the Uncertain Load and Renewable Energy. *Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*. 2020. No 20. Pp. 6418-6432.
20. Ghadimi P., Kara S., Kornfeld B. The optimal selection of on-site CHP systems through integrated sizing and operational strategy. *Applied Energy*. 2014. Vol. 126. Pp. 38-46.

21. Chen L., Xu F., Wang X., Min Y., Ding M., Huang P. Implementation and effect of thermal storage in improving wind power accommodation. *Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*. 2015. No 17. Pp. 4283-4290.
22. Steffen B., Weber C. Efficient storage capacity in power systems with thermal and renewable generation. *Energy Economics*. 2013. Vol. 36. Issue C. Pp. 556-567.
23. Ding T., Liu S., Yuan W., Bie Z., Zeng B. A two-stage robust reactive power optimization considering uncertain wind power integration in active distribution networks. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*. 2016. No 1. Pp. 301-311.

УЗГОДЖЕНЕ ТА ОПТИМІЗОВАНЕ ВІДПРАВЛЕННЯ ДЖЕРЕЛ, НАВАНТАЖЕНЬ ТА НАКОПИЧЕННЯ ЕНЕРГІЇ В КОМБІНОВАНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ ТА ОПАЛЮВАЛЬНИХ СИСТЕМАХ, ЦО ВРАХОВУЄ НЕВИЗНАЧЕНІСТЬ ТА ВІДПОВІДЬ ПОПИТУ

Ruiqing Lian¹, Yiran You², Yong Li³, Shiwei Su¹

¹College of Electrical Engineering & New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, China

²Quanzhou Power Supply Company of State Grid Fujian Electric Power Co., Ltd., Quanzhou 362000, China, E-mail: yir937@foxmail.com

³Dawu Power Supply Company of State Grid Hubei Electric Power Co., Ltd., Dawu 432800, China

Обмеження вітроенергетики, викликані, головним чином, невизначеністю вітрової генерації і пов'язаністю електричної і теплової потужності ТЕЦ є серйозною проблемою північних районів Китаю. З метою вирішення цієї проблеми в даній статті запропоновано модель оптимального управління виробництвом-споживанням-акумуляуванням енергії в об'єднаній електротепловій системі з метою мінімізації обмежень вітрової енергії і загальних витрат на управління системою. Насамперед, регулюючи електричні та теплові навантаження споживачів розділено на три типи відповідно до їхнього призначення, а саме, на перекладні, пересувні та зменшувані і для кожної з них побудовано моделі відгуку задля підвищення точності оптимізації на стороні споживання. Потім для вирішення проблеми невизначеності вітроенергетики використано сценарний метод. У ньому враховано вплив акумуляування енергії на управління системою. Нарешті, ефективність запропонованої моделі для просування використання вітрової енергії та підвищення загальної економічної вигоди підтверджено на прикладах її використання. Бібл. 23, рис. 8, табл. 1.

Ключові слова: невизначеність вітроенергетики; оптимізація координації генерація-навантаження-сховище; оптимізоване планування; споживання вітрової енергії; відповідь на вимогу.

Надійшла 05.04.2021
Остаточний варіант 22.07.2021

БЕЗПЕЧНЕ ВИМКНЕННЯ ЕЛЕГАЗОВИХ ВИМИКАЧІВ У ПОВІТРЯНИХ ЛІНІЯХ ЕЛЕКТРОПЕРЕСИЛАННЯ

О.Г. Шполянський*, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки Національної академії наук України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: shpolyanskyy@ied.org.ua

Проведено аналіз перехідних процесів, що виникають під час вмикання повітряної лінії електропересилання (ЛЕП) 750 кВ під напругу. Обґрунтовано безпеку режимів ЛЕП після симетричного і несиметричного увімкнення вимикачів і технічна можливість вимкнення елегазових вимикачів із затримкою часу після їхнього увімкнення. Показана необхідність здійснення моделювання перехідних процесів для аналізу характеристик періодичних і аперіодичних складових струмів. Розроблено метод визначення єдиної затримки вимкнення елегазових вимикачів для множини режимів, які можуть виникнути після постановки ЛЕП під напругу. Бібл. 13, табл. 2, рис. 5.

Ключові слова: елегазовий вимикач, безпечне вимкнення, затримка у часі, аперіодичний струм, шунтувальний реактор.

Вступ. Елегазові вимикачі (ЕВ) набувають в електроенергетичних системах все більшого розповсюдження завдяки своїм перевагам над традиційними вимикачами (вакуумними, повітряними, масляними). До таких переваг можна віднести:

- кращі діелектричні властивості сульфиду сірки у порівнянні з повітрям;
- малий час горіння дуги і, відповідно, зменшення ерозії контактів;
- під час горіння дуги не виділяється діоксид вуглецю, тому його діелектрична міць не зменшується;
- вимикач має компактні розміри.

В той же час, ЕВ мають певну особливість: у разі відключення ЕВ згасання електричної дуги між його контактами відбувається за проходження миттєвого значення струму через нуль. Присутність аперіодичної складової в струмі вимикача, яке обумовлене наявністю індуктивних і ємнісних елементів в електричній мережі, може завадити успішному гасінню дуги. Повільне згасання аперіодичної складової струму не дозволяє згаснути електричній дузі тривалий час і призводить до руйнування дугогасильної камери через підвищені температуру і тиск. Нерідко аперіодичні струми, що повільно згасають, виникають у разі постановки компенсованої ненавантаженої повітряної лінії електропересилання (ЛЕП) під напругу. В цих випадках тривалість не переходу струму в ЕВ через нуль може досягати сотень мілісекунд. Однак, положеннями ІЕС 62271-100 [1] визначається, що вимикач має бути здатним виконати певні номінальні послідовності замикань і розмикань контактів. В цих послідовностях присутня операція увімкнення з наступним миттєвим (без навмисної затримки) вимкненням вимикача. Така ситуація може виникнути у разі увімкнення ЛЕП на коротке замикання, несиметричного увімкнення вимикачів ЛЕП або помилок спрацювання релейного захисту на вимикачі. Але вимкнення лінійного ЕВ одразу після увімкнення може призвести до аварії, що супроводжується його руйнуванням [2-5].

Існують заходи, які дають змогу знизити величину і тривалість протікання аперіодичного струму через ЕВ після його увімкнення. До них, зокрема, відносяться:

- застосування резисторів, що попередньо вмикаються під час увімкнення ЕВ;
- тимчасове увімкнення у нейтраль резистору з подальшим його шунтуванням;
- використання пристроїв керованої комутації.

Перші два заходи спрямовані, головним чином, на зменшення тривалості протікання аперіодичного струму. До їхніх недоліків можна віднести те, що у разі увімкнення ЕВ на коротке замикання (КЗ) через резистор буде протікати великий струм. Отже, резистор повинен бути здатним розсіяти велику кількість енергії. Останній захід дає змогу знизити як амплітуду, так і тривалість протікання аперіодичного струму [6]. Однак за певних сполученнях елементів електричної мережі і параметрів режиму можуть виникнути такі перехідні процеси, за яких заходи, що було описано вище,

не зможуть забезпечити бажані рівні напруги і/або аперіодичних струмів. З огляду на це, розробка заходів, що дають змогу підвищити надійність здійснення комутацій ЕВ, є актуальною.

Метою роботи є обґрунтування можливості застосування затримки часу для безпечного вимкнення лінійного ЕВ після його увімкнення і розробка методу визначення величини цієї затримки.

Моделювання перехідних комутаційних процесів в компенсованих повітряних ЛЕП.

Моделювання перехідних комутаційних процесів здійснювалося у пакеті Matlab/Simulink. Як об'єкт для моделювання був обраний фрагмент реальної електричної мережі 750 кВ. Її імітаційну модель показано на рис. 1. Модель включала в себе трифазне джерело живлення номінальною

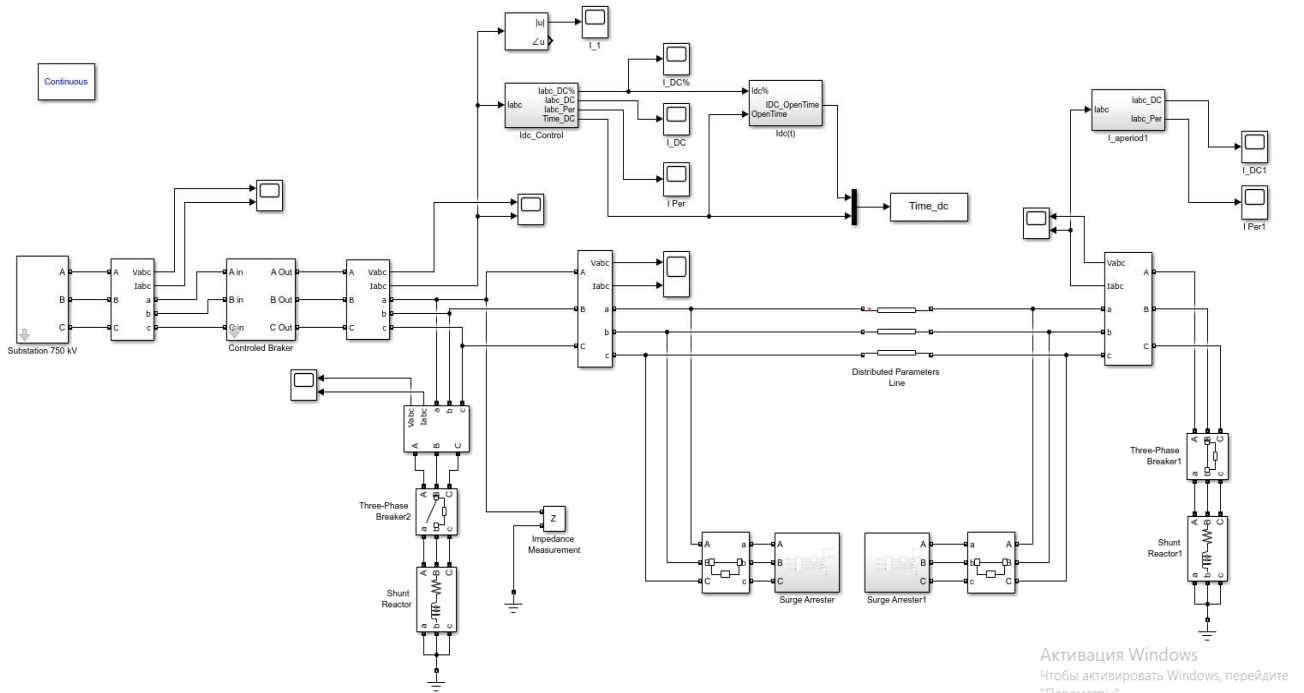


Рис. 1

напругою 750 кВ, лінію з розподіленими параметрами довжиною 186,2 км, дві групи шунтувальних реакторів (ШР) і обмежувачі перенапруг (ОПН) по її кінцям, блоки визначення аперіодичних складових струмів та параметрів їхнього згасання, блок керованої комутації вимикачів. ЛЕП мала такі параметри прямої і нульової послідовностей: $Z_{Л11}=21,098+j205,429$ Ом, $Z_{Л10}=2,46+j143,199$ Ом, $V_{Л11}=763,05$ См, $V_{Л10}=578,39$ См. Індуктивність шунтувального реактору $L_{Ш}=5.974$ Гн, а активний опір $R_{Ш}=3,409$ Ом. Параметри моделі ОПН було уточнено по технічним характеристикам Siemens 3EQ3 612 [7] у відповідності до [8]. Під час постановки під напругу ненавантаженої ЛЕП підключення кожної фази відбувалося під час переходу відповідної фазної напруги через нуль. На рис. 2 показано струм у фазі А на початку лінії. Він має чітко окреслену аперіодичну складову. Крім того, на проміжку часу 0-0,2 с спостерігаються гармонійні спотворення синусоїдальної кривої струму ($THD_I=46,4\%$). Спектр частот на цьому проміжку часу представлено на рис. 3. Амплітудне значення струму фундаментальної частоти складає 174,7 А, аперіодична складова струму – 204,7 А або 117,22%. Значні спотворення у синусоїду струму вносять субгармонійні коливання. Амплітуда коливань на частоті 2,5 Гц складає 76,63% від фундаментальної. Досить велику амплітуду, приблизно 20%, мають коливання на частотах 145 і 147,5 Гц. З рис. 2 бачимо, що з часом змінюється не лише аперіодична складова струму, а й амплітуда періодичної складової.

Аперіодичні струми у фазах показано на рис. 4. Максимальні величини цих струмів у фазах А, В і С відповідно складають 507,8 А, 550,28 А, 471,93 А. Різні значення аперіодичних струмів у фазах, наявність гармонічних спотворень, зміна амплітуди періодичного струму на початку перехідного процесу вимагає моделювання перехідних процесів задля визначення часу згасання аперіодичних струмів до припустимої величини і перших переходів миттєвих значень струму через нуль, в які можуть бути здійснені вимкнення ЕВ.

Визначення часу затримки для безпечного вимкнення елегазового вимикача. Необхідність вимкнення ЕВ одразу після його увімкнення під час постановки ЛЕП під напругу може бути

обумовлена різними факторами. У разі включення вимикачів у всіх трьох фазах це може бути помилкове спрацювання засобів релейного захисту і автоматики (РЗА). Ще одним фактором є спрацювання РЗА від неповнофазного режиму, який став наслідком не увімкнення вимикача в одній із фаз.

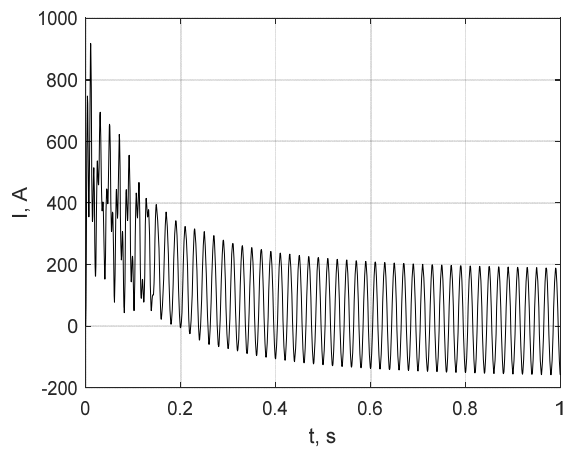


Рис. 2

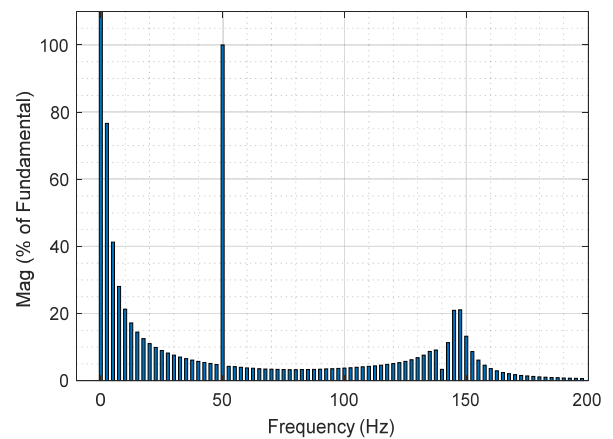


Рис. 3

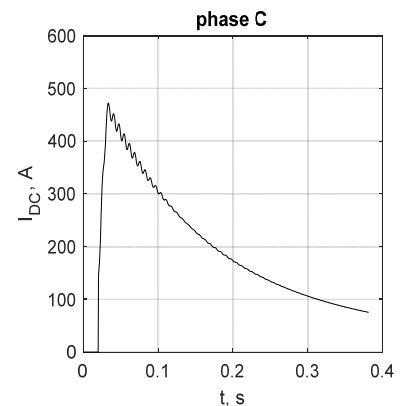
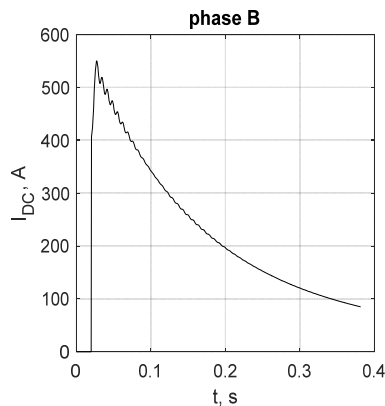
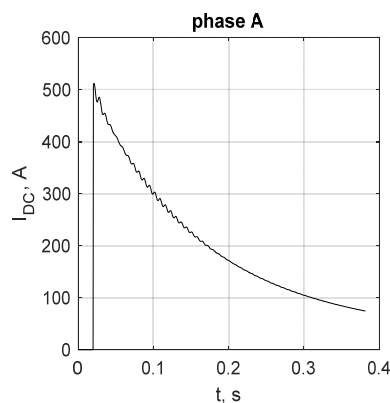


Рис. 4

Очевидно, що через певний час після увімкнення аперіодична складова струму згасне, і ЕВ може бути безпечно відключений. Та можливість затримки вимкнення ЛЕП у неповнофазному режимі потребує обґрунтування. Зазначимо, що затримка вимкнення фаз до 10 с передбачається самими релейним захистом від неповнофазного режиму [9]. Крім того, у повітряних ЛЕП напругою 110 кВ і вище для усунення однофазних замикань на землю широко застосовується однофазне автоматичне повторне увімкнення (ОАПУ). Під час ОАПУ фаза, в якій відбулося КЗ, відмикається, а інші — продовжують працювати. Безструмова пауза ОАПУ в залежності від величини струму підживлення дуги може тривати до 2,5 – 3 с. Більш тривале вимкнення може впливати на стійкість системи. Якщо тривалість паузи ОАПУ перевищує 2 – 2,5 с, то вживають заходи, які дозволяють скоротити цей час [10, 11]. По ЛЕП, що ставиться під напругу, передача електроенергії не здійснюється. Тому вона не впливає на стійкість системи. Можна зробити висновок, що затримка часу під час вимкнення лінійних вимикачів ЛЕП може тривати до 2 с. За цей час аперіодична складова струму може зменшитися до припустимої величини. Зазвичай вона знаходиться в межах 50-55% від амплітудного значення періодичної складової струму. В наших розрахунках будемо вважати, що максимально припустиме значення аперіодичної складової струму складає 50%. Було б логічним відключати ЕВ через мінімальний проміжок часу після того, як аперіодичні струми у фазах спадуть до припустимого рівня.

Необхідним фактором для вимкнення ЕВ є проходження миттєвого значення струму через нуль. Виробники ЕВ наводять час роз'єднання контактів вимикача t_{Open} і час його повного вимкнення t_{Break} . Для вимикачів 750 кВ вони складають відповідно 20 і 40 мс [12, 13]. Тобто, після роз'єднання контактів вимикача впродовж 20 мс між ними має згаснути дуга. За цей час струм з припустимою величиною аперіодичної складової перетне нуль і відбудеться гасіння дуги.

Було проведено серію моделювань перехідних процесів під час постановки ЛЕП під напругу для повнофазного і неповнофазного увімкнення вимикача. Вважалося, що вимикачі замикаються при проходженні миттєвого значення напруги через нуль (моменти часу 0, 0,0067 і 0,0133 с для фаз *A*, *B* і *C* відповідно). За нульовий момент часу було прийнято момент подачі напруги на фазу *A*. Моделювання перехідного процесу здійснювалося за умови, що по кінцях ЛЕП підключено по одній групі ШР. Воно показало, що спадання аперіодичних складових струмів до значення 50% відбувається через 0,3434 с, 0,3765 с і 0,3467 с для фаз *A*, *B* і *C* відповідно. Час спадання аперіодичної складової струму до припустимого значення у фазах *A* і *C* дуже близький (різниця складає 0,0033 с). Тривалість спадання аперіодичної складової струму в фазі *B* помітно більша. Різниця часу спадання між фазами *A* і *B* складає приблизно 0,033 с, що суттєво перевищує різницю у часі подачі напруги на фази *A* і *B* – 0,0067 с. Перше проходження струму через нуль після згасання аперіодичної складової до 50% у фазах *A*, *B* і *C* відбувається у моменти часу 0,3564 с, 0,3831 с, 0,3567 с відповідно. Для фаз *A* і *C* різниця між цими моментами складає 0,0003 с, а для фаз *A* і *B* – 0,0267 с (більше одного періоду). Якщо команду на вимкнення вимикачів у трьох фазах подати у моменти часу 0,3364 с, то протікання струму у фазі *A* через нуль (умова вимкнення ЕВ) відбудеться одразу після повного розведення контактів (20 мс). Але тоді час повного вимкнення у фазі *B* складе щонайменше 46,7 мс. А це більше ніж час, який гарантує виробник вимикача. Якщо час проходження через нуль фазних струмів відраховувати після згасання аперіодичної складової до 50% в усіх фазах, то цей час складе 0,3835, 0,3831 і 0,3768 с відповідно. У цьому випадку максимальна різниця у часі буде між фазами *A* і *C*. Вона складе 0,0067 с. Отже, після розмикання контактів упродовж 0,0067 с миттєві значення струмів в усіх фазах пройдуть через нуль, що має забезпечити успішне гасіння дуги за час менший ніж 40 мс. Було виконано моделювання перехідного процесу для схеми рис. 1, у якому вимикачі замикаються, а потім розмикаються у моменти часу 0,3835, 0,3831 і 0,3768 с для фаз *A*, *B* і *C*. На рис. 5, *a* зображено аперіодичні складові струмів. Після вимкнення вимикача у фазі *C* струми у фазах *A* і *B* почали зростати. Після вимкнення вимикача у фазі *B* зростання аперіодичного струму у фазі *B* пришвидшилося, і він досягнув приблизно 71,5%, а потім почав спадати. Повторне перевищення припустимої величини аперіодичного струму тривало приблизно до 0,3947 с, а час від подачі команди на вимкнення склав приблизно 0,0379 с або 37,9 мс. Причиною збурення у фазі *B* стала відмінність між порядком проходження фазних струмів через нуль, починаючи з моменту часу 0,3768 с, і порядком слідування фаз. Задля зменшення збурень модифікуємо блок визначення моментів перетину фазними струмами нуля з урахуванням порядку слідування фаз і отримуємо такі значення 0,3836, 0,3901 і 0,3969 с для фаз *A*, *B* і *C*. Результати моделювання аперіодичної складової струму для цього режиму показано на рис. 5, *б*. В аперіодичному струмі фази *B* присутнє незначне збурення, яке не буде мати впливу на процес вимкнення вимикача.

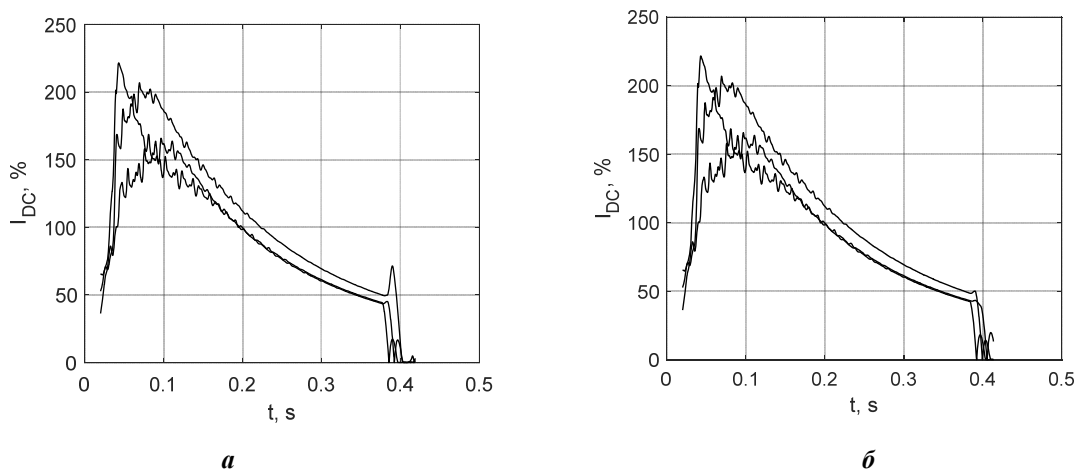


Рис. 5

Результати розрахунків моментів перетину фазними струмами нуля в різних режимах постановки ЛЕП під напругу представлено у табл. 1. В ній наведено:

- режим увімкнення вимикача (трифазний або несиметричний двофазний із зазначенням послідовності увімкнення фаз);
- стан вимикача ШР (“+ “ – включений, “-” – відключений) на початку (П) і в кінці (К) ЛЕП;

- $\text{Max } I_{DC}$ – максимальна величина аперіодичної складової струму;
- t_{50} – час спадання аперіодичної складової струму до 50% ;
- t_{CZ} – момент переходу миттєвого значення струму через нуль після спадання аперіодичних складових струму в усіх фазах до 50%.

Таблиця 1

Увімкнення	ШР		Max I_{DC} , %			t_{50} , с			t_{CZ} , с		
	П	К	А	В	С	А	В	С	А	В	С
3ф (abc)	+	+	221,68	206,91	165,73	0,3434	0,3763	0,3469	0,3836	0,3901	0,3969
	+	-	170,26	172,75	130,36	0,4935	0,5326	0,4908	0,5337	0,5402	0,5471
	-	+	127,76	133,70	103,51	0,1876	0,2318	0,2071	0,2340	0,2403	0,2471
2ф (ab)	+	+	187,28	175,11	2,54	0,3424	0,3698	-	0,3766	0,3827	-
	+	-	184,83	174,74	4,84	0,5448	0,5770	-	0,5856	0,5942	-
	-	+	122,14	137,43	5,39	0,2489	0,2972	-	0,3053	0,3141	-
2ф (ac)	+	+	207,26	9,22	150,49	0,3390	-	0,3354	0,3430	-	0,3574
	+	-	176,12	2,45	132,49	0,5296	-	0,5081	0,5345	-	0,5460
	-	+	163,51	3,33	107,18	0,2678	-	0,2442	0,2746	-	0,2863
2ф (bc)	+	+	2,52	189,77	177,76	-	0,3497	0,3721	-	0,3906	0,3964
	+	-	4,88	186,33	179,61	-	0,5529	0,5825	-	0,5995	0,6080
	-	+	5,40	124,38	139,76	-	0,2562	0,3032	-	0,3198	0,3282

З табл. 1 бачимо, що у варіантах із увімкненням двох фаз струм протікає і по невиключеній фазі. Це може бути пояснено тим, що у розімкнутому стані контакти вимикача і діелектрик поміж ними утворюють ємність, через яку і протікає струм.

Для даної ЛЕП найбільш сприятливим режимом компенсації зарядної потужності є підключення ШР в кінці лінії. В цьому режимі отримуємо менші значення аперіодичної складової струму і час її згасання до 50%. Різниця у часі між моментами проходження миттєвого значення фазного струму через нуль для кожного з варіантів знаходиться в межах 0,0058-0,0144 с. Тобто, вимкнення усіх фаз ЕВ має бути успішним. В розглянутих режимах в усіх фазах момент проходження струму через нуль (момент повного вимкнення вимикача) не перевищує 0,61 с після його увімкнення.

Визначим моменти проходження миттєвого значення фазного струму через нуль і величини аперіодичної складової струму I_{DC} після повного розведення контактів у момент часу 0,59 с (табл. 2).

Для кожної фази затримку видачі команди на вимкнення ЕВ після подачі команди на його увімкнення пропонується визначати за формулою

$$t_{Delay} = 0,5 \left[\left(\text{Min}\{t_{CZ}\} + \text{Max}\{t_{CZ}\} \right) - \left(t_{Open} + t_{Break} \right) \right], \quad (1)$$

де $\text{Min}\{t_{CZ}\}$ – мінімальний момент часу проходження миттєвого значення струму через нуль; $\text{Max}\{t_{CZ}\}$ – максимальний момент часу проходження миттєвого значення фазного струму через нуль; t_{Open} – час від подачі команди на вимкнення вимикача до повного розведення його контактів, t_{Break} – час від подачі команди на вимкнення вимикача до повного гасіння дуги між його контактами. Умовою використання рівняння (1) є виконання нерівності

$$\text{Max}\{t_{CZ}\} - \text{Min}\{t_{CZ}\} < t_{Break} - t_{Open}. \quad (2)$$

За результатами з табл. 2 $\text{Max}\{t_{CZ}\}=0,6092$ с і $\text{Min}\{t_{CZ}\}=0,5928$ с виконали перевірку за (2): $0,6092 - 0,5928 = 0,0164 < 0,02$. У відповідності до (1) час затримки склав $t_{Delay}=0,5644$ с.

Нерівність (2) може не виконуватися, якщо для визначених t_{CZ} не існує єдиного часу затримки для всіх обраних режимів, які можуть виникнути при включенні вимикача. Розв'язання цієї проблеми може бути здійснене двома способами:

1) розбиттям вихідної множини режимів увімкнення ЕВ на підмножини і розрахунком для кожної підмножини значення t_{Delay} . Для нашого прикладу доцільно було б формувати підмножини за режимом компенсації реактивної потужності;

2) проведенням додаткового моделювання перехідних процесів для всіх режимів з визначенням нових моментів часу переходу миттєвого струму через нуль після моменту $t = \text{Max}\{t_{CZ}\} - t_{\text{Open}}$ і перевіркою результатів на сумісність за нерівністю (2). Якщо для нових значень t_{CZ} нерівність (2) виконується, розраховуємо t_{Delay} . Можливо, цю процедуру потрібно буде повторити декілька раз.

Таблиця 2

Увімкнення	ШР		I _{DC} , %			t _{CZ} , c		
	П	К	А	В	С	А	В	С
3ф (abc)	+	+	21,36	24,04	21,59	0,5956	0,6023	0,6089
	+	-	37,86	42,21	36,87	0,5939	0,6004	0,6073
	-	+	1,02	5,68	3,57	0,5951	0,6016	0,6083
2ф (ab)	+	+	19,25	21,71	0,70	0,5959	0,6018	-
	+	-	43,15	47,50	0,05	0,5928	0,6013	-
	-	+	5,51	10,83	1,02	0,5940	0,6025	-
2ф (ac)	+	+	19,62	1,62	18,19	0,5952	-	0,5981
	+	-	41,97	0,22	37,83	0,5948	-	0,6063
	-	+	7,68	0,21	6,06	0,5959	-	0,6072
2ф (bc)	+	+	0,21	20,21	21,57	-	0,6026	0,6085
	+	-	1,20	43,40	47,21	-	0,5995	0,6080
	-	+	0,85	5,66	10,52	-	0,6006	0,6092

Перевагою першого способу є мінімальні затримки при відключенні ЕВ, а недоліком – необхідність коригувати уставки РЗА у відповідності до режиму компенсації реактивної потужності. Перевагою другого способу є єдина для всіх розглянутих режимів уставка t_{Delay} , а недоліком – можливе збільшення величини t_{Delay} для певних режимів.

Розраховане значення часу затримки для розглянутого прикладу приблизно в 3,5 рази менше ніж тривалість безструмової паузи ОАПУ [10,11], що допускається в ЛЕП. Тому така затримка вимкнення лінійного ЕВ є припустимою.

Висновки.

В статті запропоновано і обґрунтовано застосування затримки у часі для безпечного вимкнення лінійного елегазового вимикача одразу після постановки ЛЕП під напругу, яке може статися через помилкову роботу пристроїв релейного захисту і автоматики або через неповнофазне увімкнення вимикача.

Запропоновано метод визначення часу затримки вимкнення ЕВ після його увімкнення, який оснований на аналізі моментів часу переходу миттєвого значення струму через нуль при досягненні аперіодичними складовими струму заданої величини із збереженням послідовності слідування фаз. Цей метод дає змогу уникнути значних збурень перехідного процесу при вимкненні ЕВ, а єдиний час затримки для всіх фаз – спростити налаштування пристроїв РЗА і керованої комутації вимикачів.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розвиток теорії, розроблення методів інтелектуалізації технологічних процесів та засобів керування, моніторингу, діагностування і вимірювання в електроенергетичних та електротехнічних системах» (Інтехен 2), КПКВК 6541230.

1. High voltage switchgear and controlgear Part 100: Alternating-current circuit-breakers. IEC 62271-100. Edition 2.2, 2017. CSV(en-fr) 621 p..
2. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І., Шполянський О.Г. Аналіз передумов пошкодження елегазових вимикачів у електричних мережах 750 кВ. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2017. Вип. 47. С. 16–22. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2017.47.016>
3. Епифанов А.М., Пугаченко З.Е., Коновалов А.А. Возникновение аперiodической составляющей при отключении реактированных ЛЭП и методы борьбы с ней. 2016. URL: <http://www.uraldiag.ru/UPLOAD/user/novosti/09122016/5-pugachenko-ze-vozniknovenie-aperiodicheskoi-sostavlyayushci-pri-otkl-reaktirovannyh-lep.pdf> (дата звернення 10.04.2021)
4. Наумкин И.Е. Аварийные отказы элегазовых выключателей при коммутациях компенсированных ВЛ 500–1150 кВ. *Электричество*. 2012. № 10. С. 22–32.

5. Chernoskutov D., Popovtsev V., Sarapulov S.. Analysis of SF6 Circuit Breakers Failures Related to Missing Current Zero. Part II. *Proceedings of the 2020 Ural Smart Energy Conference (USEC)*, Ekaterinburg, Russia, 13-15 November 2020. Pp. 55-58.
6. Шполянський О.Г. Зниження перенапруг та аперіодичних струмів при підключенні ЛЕП 750 кВ за допомогою пристроїв керованої комутації. *International Ukraine-Poland Seminar Power quality in distribution networks with distributed generation*, Київ, Україна, липень 4-5, 2019. С. 197-202.
7. High-voltage surge arresters. Product guide. Siemens AG, Erlangen, Germany, 2014. 112 p.
8. Shpolianskyi O. Adjustment of the MATLAB surge arrester model parameters. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 5. С. 49 – 53. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.049>
9. Приборный модуль релейной защиты и автоматики резервные защиты и автоматика ВЛ 330 кВ с ОАПВ (L020). Руководство по эксплуатации ААВГ.421453.005 – 105.01Е РЭ2. НПП ХАРТРОН-ИНКОР, 2020, 230 с. URL: https://hartron-inkor.com/sites/default/files/pdf/105.01e_re2_1020_oapv_aaeon_mms_goose.pdf (дата звернення 10.04.2021)
10. Беляков Н.Н., Кадомская К.П., Левинштейн М.Л., Пятков А.В., Рашкес В.С., Хоэциан К.В., Хорошев М.И. Процессы при однофазном повторном включении линий высоких напряжений. М.: Энергоатомиздат, 1991. 256 с.
11. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.И. Підвищення надійності та ефективності магістральних електричних мереж. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2009. № 23 С. 110-118.
12. Live Tank Circuit Breakers – Buyer’s Guide. ABB AB High Voltage Products. Ludvika, Sweden, 2014. 152 p.
13. High-Voltage Circuit Breakers. Siemens AG Energy Sector. Erlangen, Germany, 2012. 28 p.

УДК 621.311

SAFE OPENING OF SF6 CIRCUIT BREAKERS IN OVERHEAD TRANSMISSION LINES

O.G. Shpolianskyi

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

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

e-mail: shpolvanskyy@ied.org.ua

The paper analyses the transient currents during the energisation of a 750 kV overhead transmission line (OTL). The safety of OTL state after symmetrical and asymmetrical closing of the circuit breakers and technical feasibility of SF6 circuit breakers opening with time delay after their closing is substantiated. The necessity of transient processes simulation for analysing the characteristics of periodic and direct components of currents is shown. A method for determining of SF6 circuit breaker opening time delay for a set of the states that may arise after the energisation of OTL is developed. References 13, tables 2, figures 5.

Key words: SF6 circuit breakers, safe opening, time delay, direct current component, shunt reactor.

1. IEC 62271-100 High voltage switchgear and controlgear – Part 100: Alternating-current circuit-breakers. Edition 2.2, 2017-06 CSV(en-fr). 621 p.
2. Kuznetsov V.G., Tugai Y.I., Shpolianskyi O.G. Analysis of the preconditions of SF6 circuit breakers’ damage in 750 kV electric networks. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2017. No 47. Pp. 16–22. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2017.47.016> (Ukr)
3. Epifanov A.M., Pugachenko Z.E., Konovalov A.A. The emergence of an direct current component when disconnecting reacted power lines and methods of dealing with it. *Report at the III Scientific and Practical Conference Control of the technical condition of equipment of electric power facilities*. Moscow, 2016. URL: <http://www.uraldiag.ru/UPLOAD/user/novosti/09122016/5-pugachenko-ze-vozniknovenie-aperiodicheskoi-sostavlyayushiei-pri-otkl-reaktivnykh-lep.pdf> (Rus) (accessed 10.04.2021)
4. Naumkin I.E. Emergency failures of SF6 circuit breakers during commutation of compensated overhead lines 500-1150 kV. *Electrichestvo*. 2012. No 10. Pp. 22-32. (Rus)
5. Chernoskutov D., Popovtsev V., Sarapulov S. Analysis of SF6 Circuit Breakers Failures Related to Missing Current Zero. Part II. *Proceedings of the 2020 Ural Smart Energy Conference (USEC)*, Ekaterinburg, Russia, 13-15 November 2020. Pp. 55-58.
6. Shpolianskyi O.G. Reduction of overvoltages and aperiodic currents during energising of 750 kV power lines using controlled switching devices. *International Ukraine-Poland Seminar Power quality in distribution networks with distributed generation*, Kyiv, Ukraine, July 4-5, 2019. Pp. 197-202. (Ukr)
7. High-voltage surge arresters. Product guide. Siemens AG, Erlangen, Germany, 2014. 112 p.
8. Shpolianskyi O. Adjustment of the MATLAB surge arrester model parameters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 49 – 53. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.049>
9. Instrument module of relay protection and automation, backup protection and automation of 330 kV overhead line with SAR (L020). Operation manual ААВГ.421453.005 - 105.01Е RE2. NPP HARTRON-INCOR, 2020. 230 p. URL: https://hartron-inkor.com/sites/default/files/pdf/105.01e_re2_1020_oapv_aaeon_mms_goose.pdf (Rus) (accessed 10.04.2021)
10. Belyakov N.N., Kadomskaya K.P., Levinstein M.L., Pyatkov A.V., Rashkes V.S., Hoetzian K.V., Khoroshev M.I. Processes for single-phase reclosing of high voltage lines. Moskva: Energoatomizdat. 1991. 256 p. (Rus)
11. Kuznetsov V.G., Tugai Y.I. Improving the reliability and efficiency of main electrical networks. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2009. No 23. Pp. 110–118. (Ukr)
12. Live Tank Circuit Breakers – Buyer’s Guide. ABB AB High Voltage Products, Ludvika, Sweden, Edition 6, 2014. 152 p.
13. High-Voltage Circuit Breakers. Siemens AG Energy Sector. Erlangen, Germany, 2012. 28 p.

Надійшла 20.05.2021

Остаточний варіант 06.09.2021

МІНІМІЗАЦІЯ ВПЛИВУ НАСИЧЕННЯ МАГНІТОПРОВІДІВ ТРАНСФОРМАТОРІВ СТРУМУ НА ТОЧНІСТЬ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ТРИФАЗНИХ ПЕРВИННИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ З ЦИФРОВИМ ВИХОДОМ

В.І. Паньків¹, канд.техн.наук., Є.М. Танкевич^{1*}, докт.техн.наук, С.Є. Танкевич^{2**}, канд.техн.наук

¹Інститут електродинаміки НАН України,

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

e-mail: tankevichen@ukr.net

²ТОВ «ДТЕК Мерехі»,

вул. Сім'ї Хохлових, 8, ЛІТЕРА 20Д, Київ, 04119, Україна

Виконано класифікацію та визначено характеристики, можливості та недоліки відомих методів програмної корекції вихідного струму однофазного первинного вимірювального каналу (ПВК) струму. Запропоновано дискретизовану модель струму короткого замикання (КЗ). Розроблено метод та алгоритм підвищення точності трифазного ПВК струму в перехідних режимах електроенергетичних систем (ЕЕС) за насичення магнітопроводів його фазних ТС. Достовірність розробленого методу підтверджено шляхом імітаційного моделювання вихідного струму ПВК за міжфазного КЗ фаз А та В без корекції та з корекцією його фазних струмів. Показано, що розроблений метод дає змогу зменшити повну похибку ПВК в перехідних режимах ЕЕС за насичення магнітопроводів ТС з 70-90% до 6-15%. Бібл. 47, рис. 6, табл. 1.

Ключові слова: вимірювальний канал, цифровий вихід, трансформатор струму, насичення, сигнал, цифрова обробка, метод, точність.

Вступ. Високовольтні трифазні первинні вимірювальні канали (ПВК) струму призначені для розв'язання однієї з основних задач практичної реалізації систем комплексної автоматизації (СКА) електроенергетичних об'єктів (ЕЕО) – одержання з потрібною точністю, швидкістю та надійністю кількісної інформації щодо контрольованих процесів в первинній мережі, її попередньої обробки і введення в наступні структурні компоненти спеціалізованих пристроїв цих систем [1]. Являючись основними і найбільш поширеними засобами одержання та формування єдиної інформаційної бази даних СКА ЕЕО (розподільчих пристроїв електричних станцій, високовольтних електричних підстанцій електроенергетичних систем (ЕЕС)), ПВК струму значною мірою визначають їхній технічний рівень і ефективність функціонування комплексів та систем усіх наступних ієрархічних рівнів управління ЕЕС, що є одним з вирішальних чинників ефективного та надійного функціонування електроенергетичної галузі країни в цілому, що набуває додаткової актуальності в умовах функціонування нового ринку електричної енергії [2-4].

Структура ПВК струму з цифровим виходом поєднує в собі три типи вимірювальних перетворювачів: аналогові, аналого-цифрові та цифрові. Найбільш вагомими з точки зору одержання достовірної кількісної інформації про істинні значення вимірюваних величин струму ЕЕО є первинні вимірювальні перетворювачі, що безпосередньо сприймають вимірювані сигнали, тобто фазні трансформатори струму (ТС). Для цих складних і відповідальних апаратів головний інтерес являє їхня робота в перехідних режимах ЕЕС, особливо в тих, що спричинені короткими замиканнями (КЗ). Адже тут йдеться про вимірювання перехідних струмів КЗ, які значно перевищують струми нормального режиму та характеризуються нестационарними сигналами. В значній кількості випадків крім періодичної складової вони містять й аперіодичну, вищі гармоніки та високочастотний шум, які розглядаються як завади, що можуть спричинити зміну параметрів ТС та їхні підвищені похибки. Аперіодична складова струму КЗ може викликати насичення магнітопроводів ТС і, відповідно, зумовити спотворення їхніх вторинних струмів. Крім того, накопичена залишкова індукція, яка зазвичай присутня в магнітопроводах ТС, також вносить певні корективи у відтворення вторинного струму ТС в таких режимах. Сукупний вплив цих явищ може привести до помилкових дій у роботі пристроїв моніторингу, захисту, автоматики та керування високовольтних підстанцій [5]. Тому в усі часи задача забезпечення прийнятної точності вимірювання струму КЗ була актуальною для побудови і функціонування зазначених систем. Особливого значення вона набула у зв'язку з переходом цих систем на нову мікропроцесорну елементну базу та їхніми новими функціональними можливостями, які з'явилися при цьому. За таких умов вимоги до точності вхідної інформації мікропроцесорних систем постійно зрос-

© Паньків В.І., Танкевич Є.М., Танкевич С.Є., 2021

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-0869-4049>; ** <https://orcid.org/0000-0001-5655-6102>

тають, а їхнє забезпечення на основі використання відомих підходів, методів і засобів, що ґрунтуються на конструктивному вдосконаленні ТС або на використанні електронних коригуючих пристроїв, приєднаних до їхніх вторинних обмоток [6-11], стало неефективним або неможливим. Сьогодні, як показано далі, найбільш перспективним шляхом розв'язання цієї задачі є корекція вихідних струмів ПВК з використанням сучасних методів цифрової обробки сигналів.

Отже, **метою роботи** є аналіз характеристик та особливостей відомих методів мінімізації впливу насичення магнітопроводів ТС на точність ПВК і розробка методу підвищення точності трифазного ПВК за умов насичення магнітопроводів ТС та наявності залишкової індукції в них.

Аналіз відомих методів мінімізації впливу насичення ТС на точність ПВК з використанням цифрової обробки сигналів. Насамперед зазначимо, що в усіх закордонних публікаціях цього спрямування розглядається ТС з цифровим представленням його вторинного струму (ТС з цифровим виходом), який по суті є однофазним ПВК. Однак поняття ПВК в них, на відміну від вітчизняних публікацій, як таке не використовується. Аналіз значної кількості цих праць показав, що усі розглянуті в них методи можна умовно розділити на декілька груп. *Методи першої групи* передбачають використання різного типу моделей ТС (з різним представленням контуру намагнічування) для визначення струму намагнічування в періодах насичення магнітопроводу ТС та його додавання до фактичного вимірюваного вторинного струму ТС [12-18]. Так в [12-15, 19] для моделювання контуру намагнічування ТС пропонується використовувати безгістерезисну характеристику намагнічування (ХН), яка представлена кусково-лінійною апроксимацією; в [18] для цього використано безгістерезисну ХН з її представленням поліномом 3, 5 та 7-го степенів, і сталий опір, що характеризує втрати в сталі магнітопроводу (на гістерезис та вихрові струми). В методі [16] в моделі ТС задіяно ХН, апроксимовану двома прямими відрізками; в [17] ХН представлено простою дробовою формулою з двома невідомими коефіцієнтами (рівняння Фроліха); в [18] – поліномом зі степенями 1, 5 та 33. Як показано в [16], апроксимація ХН розглянутими способами не завжди дає можливість точно їх описати та часто може супроводжуватися осциляціями, які негативно впливатимуть на адекватність моделі ТС і точність корегування струму.

Невід'ємною та важливою операцією методів цієї групи є оцінювання початкового потоку в магнітопроводі ТС (залишкової індукції), який, як і спосіб апроксимації ХН, визначає достовірність визначеного струму похибки за допомогою моделі ТС і значно впливає на точність корекції вихідних струмів ПВК. В [12, 13] цей потік оцінюється як інтегральна характеристика дискретного потоку за повний період відповідно до запропонованої там формули. Після знаходження потоку, за допомогою апроксимованої ХН, визначається перше значення струму намагнічування, який додається до фактичного вторинного струму ТС. Далі за допомогою коректованого вторинного струму ТС розраховується значення потоку в магнітопроводі і, відповідно, нове значення струму намагнічування. Ця процедура повторюється до тих пір, поки триває насичення. При цьому зазначимо, що розрахунок початкового потоку відповідно до формули, запропонованої в [12, 13], як стверджується в [15], є припустимим тільки за умови відсутності залишкової індукції в магнітопроводі ТС. В [14, 15, 19] для оцінювання початкового потоку використовується прогнозоване значення вибірки вторинного струму у разі насичення ТС, яке вважається відкоректованим. Для його розрахунку використано методи функції другої [14, 15] та третьої різниці [19] вторинного струму. Подальші кореговані вибірки вторинного струму отримуються за тією ж процедурою, що й в [12, 13]. Яким чином враховується початковий магнітний потік під час коригування значень струму методами викладеними в [16, 17], невідомо.

Отже, можна стверджувати, що ця група методів в значній мірі залежить від способу представлення контуру намагнічування магнітопроводу в моделі ТС, параметрів моделі (характеру та значення вторинного навантаження, коефіцієнта трансформації) та початкових умов (урахування значення залишкової індукції в магнітопроводі), які необхідні для побудови будь-якої достовірної моделі ТС, і тому не можуть бути універсальними методами корегування вихідних струмів ПВК в режимі КЗ в електроенергетичних системах (ЕЕС).

Методи другої групи передбачають використання різних за складом і точністю моделей струму КЗ і різної кількості фактичних вимірних вибірок вторинного струму ТС, які належать до ненасиченої його частини, для розрахунку коригованих вибірок з подальшою заміною ними вибірок насиченої частини цього струму [20-33]. А саме, m вибірок ненасиченої частини вторинного струму дають можливість скласти систему m рівнянь і визначити $n \leq m$ параметрів обраної моделі струму КЗ. Як невідомі в моделі струму КЗ використовуються амплітуди його періодичної та аперіодичної складових, стала часу та фаза виникнення пошкодження [28, 31]; амплітуда періодичної складової основної частоти, момент виникнення пошкодження та параметри вищих гармонік, які обмежуються кутковою

частотою зрізу низькочастотного згладжувального фільтру ПВК [29]; амплітуди періодичної та аперіодичної складових та фаза виникнення пошкодження [24]; затухаючі періодична та аперіодична складові основної частоти [30].

В [22, 28, 29] використовуються моделі струму КЗ, в яких аперіодична складова моделі лінеаризується шляхом розкладу в ряд Тейлора

$$e^{-\frac{t}{T_1}} = 1 - \frac{t}{T_1} + \frac{1}{2!} \left(\frac{t}{T_1}\right)^2 - \frac{1}{3!} \left(\frac{t}{T_1}\right)^3 + \frac{1}{4!} \left(\frac{t}{T_1}\right)^4 + \dots$$

або в дискретному представленні

$$e^{-\frac{n*\Delta T}{T_1}} = 1 - \frac{1}{T_1} + \frac{1}{2!} \left(\frac{n*\Delta T}{T_1}\right)^2 - \frac{1}{3!} \left(\frac{n*\Delta T}{T_1}\right)^3 + \frac{1}{4!} \left(\frac{n*\Delta T}{T_1}\right)^4 + \dots,$$

де $t = n * \Delta T$, n – номер вибірки, ΔT – період дискретизації та відбору його перших декількох членів – двох [28], трьох [29] та чотирьох [22] для її представлення в моделі струму КЗ.

На рис. 1 показано апроксимацію аперіодичної складової струму КЗ зі сталою часу $T_1 = 0.1$ с, приведена до початкового значення (крива 1) її лінеаризованими аперіодичними складовими з різною кількістю прийнятих до уваги членів ряду Тейлора (пряма лінія 2 – два перших члени ряду; крива 3 – три перших члени ряду; крива 4 – чотири перших члени ряду Тейлора). Як видно з рис. 1, жодна з продемонстрованих лінеаризацій аперіодичної складової не здатна її апроксимувати. У подальшому такі відхилення вносять значні похибки в розрахунок параметрів моделі струму КЗ методом найменших квадратів (МНК), отже це значний недолік методів, запропонованих в цих працях.

Хоча лінеаризація аперіодичної складової з урахуванням більшої кількості членів ряду Тейлора надає можливість точніше апроксимувати аперіодичну складову струму КЗ, проте в даному разі виникає проблема, пов'язана безпосередньо з обчислювальним процесом. Так, у випадку достатньо високих частот дискретизації АЦП ПВК, наприклад, 3200 чи 6400 Гц, періоди дискретизації ΔT становитимуть відповідно 0.0003125 та 0.00015625 с та через піднесення їхніх значень до 3-ї степені (чисельник четвертої складової розкладу експоненти в ряд Тейлора ($n^3 * \Delta T^3$) у виразі (1)) призведе до значного зростання кількості десяткових розрядів дробового числа, що у разі обертання матриці, де ці числа фігуруватимуть як коефіцієнти при невідомих, призведе до сингулярності розв'язку.

Щодо кількості фактичних виміряних вибірок вторинного струму ТС, які використовуються для визначення параметрів моделі струму КЗ, встановлено наступне. В [31] для моделі з чотирма невідомими використовуються чотири вибірки вторинного струму ТС, які не належать його насиченій частині. У разі фіксації більшої кількості вибірок ненасиченої частини для визначення параметрів струму КЗ у [25] запропоновано використовувати генетичний алгоритм. У [28] для визначення параметрів моделі, представленої у лінеаризованій формі з чотирма невідомими, використовують вибірки ненасичених частин струму двох послідовних періодів. Розв'язок одержаної при цьому надлишково-визначеної системи, в якій 6 невідомих та $m > 6$ рівнянь, виконується методом найменших квадратів.

Отже, методам цієї групи теж властиві певні недоліки: низька точність через низьку точність використовуваних моделей струму КЗ [22, 28, 29]; недостатність чи відсутність обґрунтування вибору структури моделі [24, 30]; складність визначення параметрів моделі через незабезпечення рівнозначності системи рівнянь (рівності кількості невідомих кількості вибірок, що належать ненасиченій частині вторинного струму ТС) [28].

Третю групу складають комбіновані методи, в яких одночасно використовуються модель ТС і модель струму КЗ. Так, в [18] використано модель струму КЗ, отриману шляхом тригонометричних перетворень його періодичної складової та розкладу аперіодичної складової в ряд Тейлора з обмеженням двох перших його складових (в сукупності функція чотирьох невідомих), для побудови регресійної моделі первинного струму ТС. Для розрахунку фактичних вибірок вторинного струму ТС задіяна його модель, в якій ХН представлено поліномом зі степенями 1, 5 та 33 і яка передбачає вра-

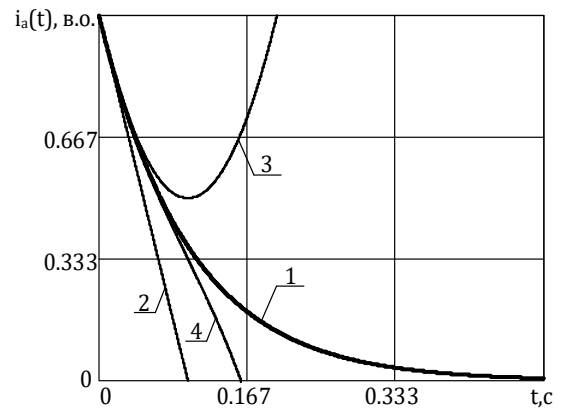


Рис. 1

хування залишкової індукції (п'ята невідома) в магнітопроводі ТС. Повна регресійна модель являє собою нелінійну регресійну модель, яка є функцією п'яти вищезгаданих невідомих.

Метод мінімізації впливу насичення магнітопроводів ТС на точність трифазного ПВК струму. Виходячи з проведеного аналізу характеристик, особливостей і недоліків розглянутих вище методів приходимо до висновку, що найбільш перспективним задля досягнення поставленої в роботі мети є використання методів, які ґрунтуються на використанні математичної моделі струму КЗ та цифровій обробці вихідних струмів ПВК. Відповідно до теоретичних засад методів цієї групи розроблений метод повинен інтегрувати в собі цілий ряд систематизованих кроків, спрямованих на: найшвидше виявлення КЗ і точне визначення початку входження магнітопроводу ТС у стан насичення; точний розрахунок параметрів моделі струму КЗ; визначення затримки часу виявлення КЗ і корекцію спотвореного вихідного струму ПВК. Алгоритм методу мінімізації впливу насичення магнітопроводів ТС на точність ПВК для однієї фази подано на рис. 2.

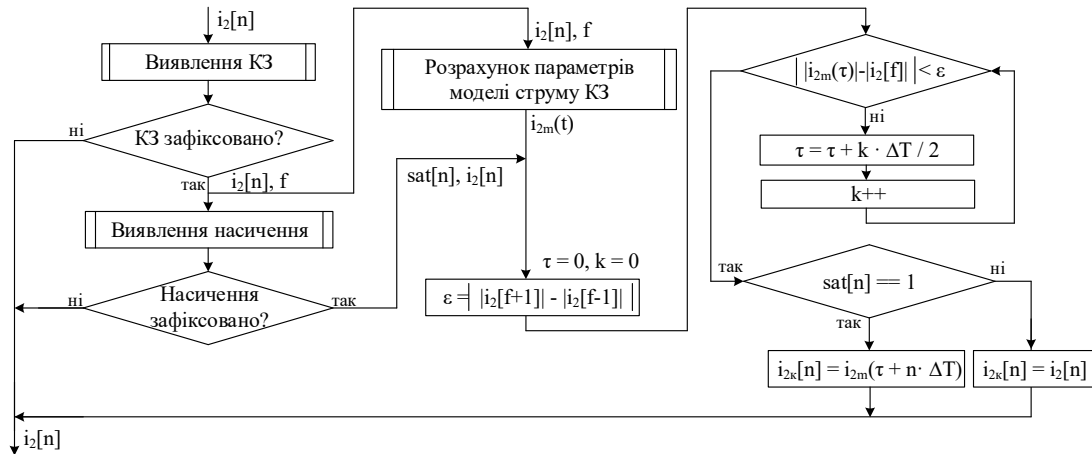


Рис. 2

Розглянемо суть та дію кожного з кроків алгоритму. Насамперед зазначимо, що метод передбачає безперервну реєстрацію дискретизованого струму ПВК $i_2[n]$ кожної з фаз та їхній безперервний аналіз алгоритмом виявлення КЗ.

Виявлення КЗ. Загалом, існує велика кількість методів, які можна використати для виконання функції виявлення КЗ. Всі вони відрізняються задіяними в них математичним апаратом, кількістю та типом використовуваних сигналів для виявлення КЗ та певною математичною чи фізичною величиною, що використовується для контролю. Умовно їх можна розділити на чотири групи: методи, що базуються на моделях об'єктів захисту та їхніх особливостях [34, 35]; на аналізі частотного вмісту вхідних сигналів [34, 36, 37]; на особливостях форми та моделі вхідного сигналу [25, 35, 36, 38, 39, 40]; на аналізі та порівнянні значень вибірок вхідних сигналів [34, 41-44]. Кожний з цих методів оперує своїм власним вікном даних для отримання інформації про те, відбулось КЗ чи ні, а їхні алгоритми характеризуються певною тривалістю обчислювального процесу, що впливає на швидкість виявлення КЗ. У зв'язку з цим їх також поділяють на швидкодіючі, з тривалістю виявлення КЗ в межах одного періоду основної частоти ЕЕС після виникнення КЗ; з дуже швидким виявленням КЗ (тривалість виявлення в межах половини періоду основної частоти ЕЕС) та методи з ультрашвидким виявленням КЗ (тривалість виявлення в межах чверті періоду основної частоти ЕЕС) [34].

Основна та найважливіша вимога до вибору методу та реалізації відповідного йому алгоритму виявлення КЗ полягає в забезпеченні його швидкодії. В ідеальному випадку алгоритм обраного методу повинен виконувати свою функцію в межах чверті періоду основної частоти енергосистеми. Навіть якщо обрано ультрашвидкий метод виявлення КЗ, слід розуміти, що номер вибірки f , визначений методом виявлення КЗ на його початок, не відповідає реальному моменту його виникнення. Тому що будь-який метод виявлення КЗ робить остаточну оцінку, що КЗ відбулося, з певною затримкою. Це пов'язано, насамперед, з математичним апаратом методу та певними додатковими перевірками, які надають змогу чітко розмежувати доаварійний та аварійний режими енергосистеми. Таким чином, реальний момент КЗ є зсунутим у часі на певну затримку τ відносно моменту виявлення КЗ, що відповідає вибірці f , яка практично є початком відліку події КЗ.

У випадку, якщо КЗ зафіксовано, то в залежності від характеристик та можливостей процесора використовуваного контролера можливі два варіанти реалізації даного методу, а саме: виконання

розрахунків за допомогою синхронного та асинхронного програмування. Найбільш продуктивна реалізація методу можлива саме за виконання асинхронних розрахунків відповідно до алгоритму рис. 2, де передбачено запуск дії трьох його гілок асинхронно в двох потоках процесора (основному та паралельному). Оцінка чи ввійшов магнітопровід фазного ТС у стан насичення та обчислення тривалості спотворення фазного струму на виході ПВК виконуються в основному потоці. Результатом такої оцінки є послідовність бінарного сигналу $sat[n]$, що описує періоди, де струм $i_2[n]$ є спотвореним.

Виявлення насичення магнітопроводів ТС здійснюється за розробленим авторами методом та алгоритмом онлайн визначення періодів їхнього насичення, що ґрунтуються на використанні точної математичної моделі електромагнітних процесів у ПВК струму за умов КЗ в ЕЕС і цифровій обробці вихідних струмів ПВК методом дискретних перетворень Фур'є [45].

Розрахунок параметрів струму КЗ виконується за побудованою авторами дискретною моделлю струму одної фази на виході ПВК $i_2[n]$ у складі аперіодичної $i'_a[\Delta T * n]$ та періодичної складових основної частоти енергосистеми $i'_n[\Delta T * n]$, спектра невідфільтрованих аналоговим фільтром через обмеженість його кутової частоти зрізу вищих гармонік (ВГ) $i'_{гф}[\Delta T * n]$ і завад $i'_{шф}[\Delta T * n]$, що залишилися після фільтрації струму цим фільтром через неідеальність його ЧХ

$$i_2[n] = i'_a[\Delta T * n] + i'_n[\Delta T * n] + i'_{гф}[\Delta T * n] + i'_{шф}[\Delta T * n] =$$

$$= I'_m \cos(\varphi_{кз}) e^{-\frac{\Delta T * n}{T_1}} - I'_m \cos(\varphi_{кз}) * \cos(\omega * \Delta T * n) + -I'_m \sin(\varphi_{кз}) * \sin(\omega * \Delta T * n) +$$

$$+ \sum_{f=2}^{f=F} I'_{mf} \sin(\omega_f * \Delta T * n + \theta_f) + i'_{шф}[\Delta T * n],$$
(1)

де ΔT – період дискретизації аналого-цифрового пристрою (АЦП) ПВК; n – номер вибірки дискретизованого струму; I'_m – амплітудне, приведене до вторинної обмотки ТС значення струму КЗ основної частоти енергосистеми; $\varphi_{кз}$ – фаза струму КЗ; T_1 – стала часу струму КЗ; I'_{mf} , θ_f – амплітудні значення та початкові фази спектра невідфільтрованих ВГ; ω , ω_f – основна частота енергосистеми та частоти невідфільтрованих ВГ; F – кількість ВГ, що містяться в струмі після проходження через аналоговий фільтр.

Побудована модель струму КЗ передбачає: фіксацію вибірок фактичного струму КЗ $i_2[n]$ для фази ПВК одразу ж після виявлення КЗ в ЕЕС, що відповідає номеру вибірки f ; формування кумулятивним чином від трьох до шести вікон даних з зафіксованих вибірок відповідно до схеми відбору вибірок, представленої на рис. 3; розв'язання лінійної постановки методу найменших квадратів з даними кожного вікна та має наступний вигляд:

$$\begin{bmatrix} a_1[f] & a_2[f] & 1 \\ a_1[f+1] & a_2[f+1] & 1 \\ a_1[f+2] & a_2[f+2] & 1 \\ \dots & \dots & \dots \\ a_1[p] & a_2[p] & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_2[f] \\ i_2[f+1] \\ i_2[f+2] \\ \dots \\ i_2[p] \end{bmatrix},$$

де x_1 , x_2 , x_3 – невідомі, отримані з моделі (1) ($x_1 = -I'_m \cos(\varphi_{кз})$, $x_2 = I'_m \sin(\varphi_{кз})$ – складові комплексного амплітудного значення струму КЗ основної частоти; x_3 – сума аперіодичної складової невідфільтрованих ВГ та невідфільтрованих завад моделі); $a_1[n]$ та $a_2[n]$ – коефіцієнти при невідомих, які є змінними у часі та визначаються як $a_1[n] = \cos(\omega * \Delta T * n)$, $a_2[n] = \sin(\omega * \Delta T * n)$.

Розв'язок описаної системи рівнянь в матричному вигляді має вигляд

$$[x] = [a[n]]^\dagger * [i_2[n]],$$
(2)

де $[x]$ – масив невідомих; $[i_2[n]]$ – масив значень вибірок сформованого вікна даних; $[a[n]]^\dagger$ – псевдо-обернена матриця коефіцієнтів при невідомих, яка визначається як

$$[a[n]]^\dagger = [[a[n]]^T * [a[n]]]^{-1} * [a[n]]^T.$$

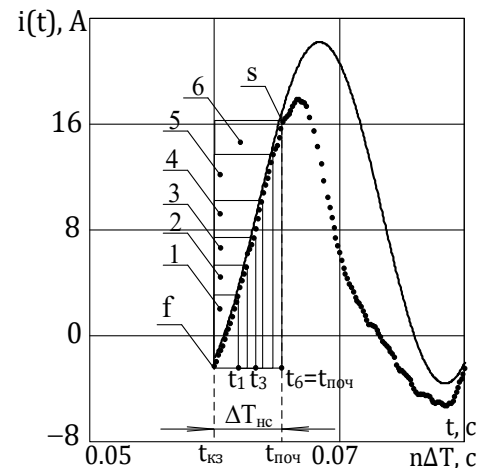


Рис. 3

Знаходження розв'язку системи рівнянь (2) для M сформованих вікон даних (рис. 3), дає можливість розрахувати параметри домінуючих аперіодичної та періодичної складових моделі (1) струму КЗ

$$I'_{m1} = \sqrt{x_1^2 + x_2^2}; \varphi_{кз} = \arctg\left(\frac{x_2}{x_1}\right); T_1 = \frac{M * \sum_{m=1}^M t_m^2 - \left(\sum_{m=1}^M t_m\right)^2}{M * \sum_{m=1}^M (t_m * \ln(x_3(m))) - M * \sum_{m=1}^M t_m * \sum_{m=1}^M \ln(x_3(m))}.$$

За асинхронної реалізації розрахунків оцінка параметрів струму КЗ виконується в паралельному потоці одразу ж після виникнення КЗ. Одразу ж після оцінки параметрів струмів КЗ фаз в цьому ж потоці формується модель миттєвого струму

$$i_{2m}(t) = I'_{m1} \cos(\varphi_{кз}) e^{-\frac{t}{T_1}} - I'_{m1} \cos(\omega t + \varphi_{кз}). \quad (3)$$

Відповідно до цієї моделі відбуватиметься корекція спотвореного струму на виході ПВК.

Визначення затримки часу τ виявлення КЗ є важливою для правильної заміни вибірок, що належать періодам, де вибірки струму є спотвореними в наслідок насичення магнітопроводу ТС, оскільки це дасть змогу виконувати заміну вибірок за реальних початкових умов. Практично таку задачу можна записати як пошук значення часу затримки τ , яке задовольнило б умову: $||i_{2M}(\tau) - |i_2[f]|| \rightarrow \min$ або іншими словами $||i_{2M}(\tau) - |i_2[f]|| < \varepsilon$, де ε – максимально допустиме відхилення абсолютного значення вибірки струму на виході АЦП ПВК $i_2[n]$ від відповідного абсолютного значення моделі струму КЗ $i_{2M}[\tau]$, починаючи з нульових початкових умов моделі $i_{2M}(0)$.

Корекція спотвореного вихідного струму ПВК. За умов встановлення того, що хоча б один з магнітопроводів ТС ПВК увійшов в насичення (про що свідчитиме наявність логічних «1» в бінарних сигналах $sat[n]$ відповідних фаз, оцінених методом виявлення насичення в основному потоці), розрахованих параметрів моделей струмів КЗ, визначених затримок часу τ в паралельному потоці, заміна вибірок на періодах, де вторинний струм ТС є спотвореним, вибірками, отриманими з моделі (3), виконуватиметься наступним чином:

$$i_k[n] = \begin{cases} i_2[n], & \text{якщо } sat[n] = 0; \\ i_{2m}(\tau + n * \Delta T), & \text{якщо } sat[n] = 1. \end{cases} \quad (4)$$

У випадку реалізації методу лише в основному потоці процесора, тобто використовуючи синхронне програмування, одразу ж після виявлення КЗ запускається метод виявлення насичення магнітопроводів ТС. Тільки після встановлення ним того, що відбулося насичення, запускається алгоритм визначення параметрів струмів КЗ фаз та відповідних оцінок часу затримки τ і подальшої корекції значень вибірок струмів на періодах спотворення вторинного струму вибірками, отриманими з відповідних моделей відповідно до виразу (3).

Приклад мінімізації впливу насичення ТС на точність трифазного ПВК струму. Ефективність нового методу продемонстровано моделюванням електромагнітних процесів в трифазному ПВК з використанням його моделі, розробленої в програмному середовищі Matlab Simulink, для випадку міжфазного КЗ фаз A і B у високовольтній мережі за наступних параметрів струму: діюче значення доаварійного струму в усіх фазах $I_{1m} = 2$ кА (номінальний струм ТС); момент виникнення КЗ у фазі A $\varphi_{кз} = 30^\circ$, фазі B $\varphi_{кз} = 210^\circ$; діюче значення періодичної складової струму КЗ $I_{1m\ кз} = 8$ кА; стала часу первинного кола $T_1 = 0.15$ с. В струмі КЗ присутні завади у вигляді білого Гаусового шуму з показником відношення сигналу до рівня шуму рівним 15 дБ.

До складу ПВК входить група трьохфазних ТС типу ТФКН-330, значення вторинних навантажень становили $R_a = 25$ Ом; $R_b = 30$ Ом; $R_c = 24$ Ом; значення залишкової індукції в МП ТС $B_{ra} = 0.6$ Тл (75% B_{rmax}); $B_{rb} = 0.45$ Тл (56.3% B_{rmax}); $B_{rc} = -0.35$ Тл (43.8% B_{rmax}). Як модель аналогового фільтру ПВК використано модель цифрового фільтру Баттерворта четвертого порядку. Моделювання АЦП виконано шляхом лінійної інтерполяції відфільтрованих даних та відбором вибірок струмів з рівним періодом (періодом дискретизації) відповідно до частоти дискретизації 6400 Гц.

На рис. 4 наведено результати експериментальної перевірки розробленого методу мінімізації впливу насичення ТС на точність трифазного ПВК струму, де для кожної фази показано етапи перетворення приведених фазних струмів КЗ $i'_1(t)$ в ПВК, розраховано вторинні струми ТС $i_2(t)$, відфільтровано струми $i_{2\phi}(t)$, дискретизовано струми $i_2(n)$, бінарні сигнали, що вказують на виявлене КЗ $f[n]$, власне струми КЗ $i_{2кз}(n)$, бінарні сигнали, що описують періоди спотворення струму ТС $sat[n]$ за насичення його магнітопроводу, та вибірки струму $i_{2нс}(n)$, що належать періодам, де цей струм не є спотвореним.

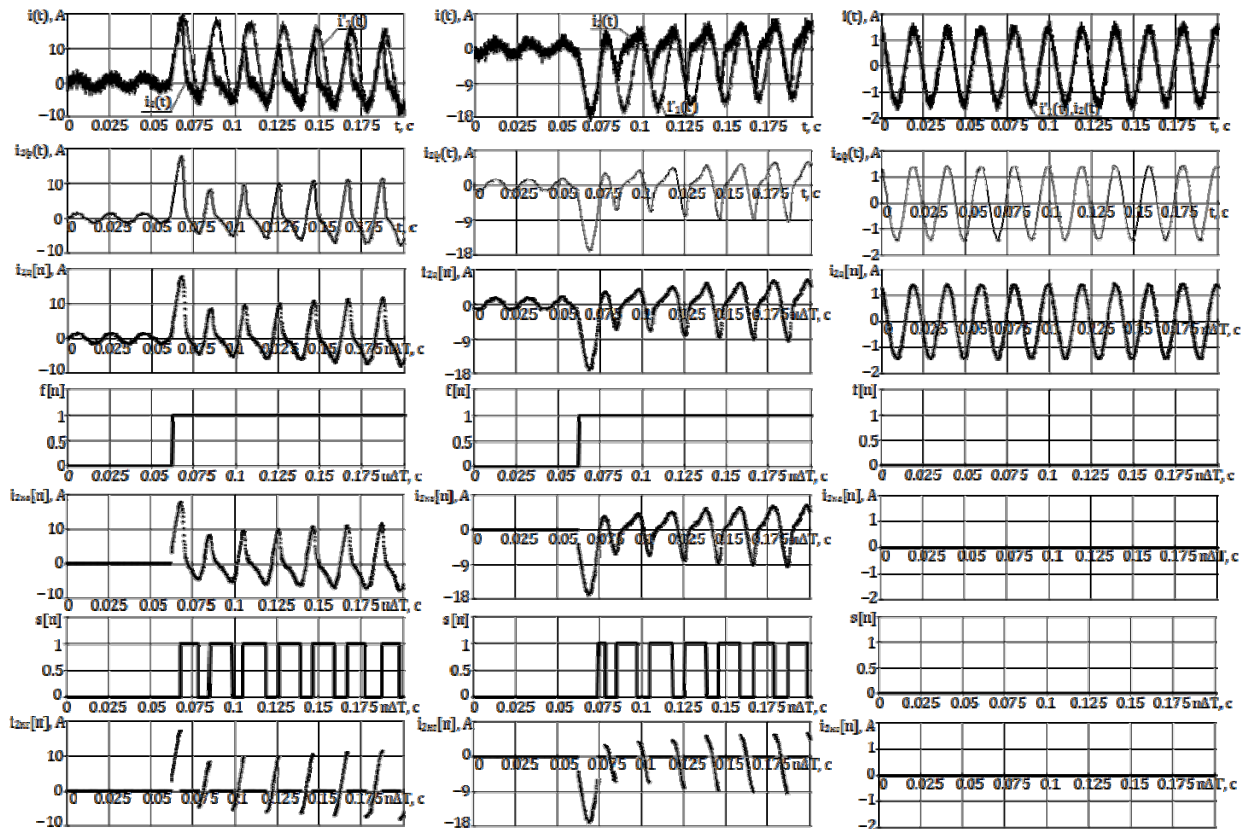


Рис. 4

Число зафіксованих вибірок фази A , що належать періоду $n \in f \dots s$ (рис. 3) становило 37, а фази B – 74. Для пошкоджених фаз формувалося п'ять вікон даних довжиною 7, 11, 15, 19 та 23 вибірок в кожному. Результати розрахунків для кожної з фаз зведено в таблицю.

Фаза	Номер сформованого вікна даних	Довжина вікна даних	Змінні задачі МНК			Параметри періодичної складової струму КЗ	
			x_1	x_2	x_3	I'_{1m}, A	$\varphi_{кз}, ^\circ$
A	1	7	-9.002	5.066	8.266	10.33	29.37
	2	11	-8.917	5.139	8.155	10.292	29.954
	3	15	-8.858	5.199	8.072	10.271	30.409
	4	19	-8.813	5.252	8.005	10.259	30.79
	5	23	-8.774	5.307	7.939	10.254	31.167
B	1	7	-7.602	-4.684	8.099	8.929	211.716
	2	11	-7.588	-4.698	8.084	8.925	211.811
	3	15	-7.578	-4.708	8.069	8.921	211.905
	4	19	-7.567	-4.721	8.012	8.919	212.017
	5	23	-7.556	-4.735	8.004	8.918	212.138

Усереднені значення параметрів періодичної складової, одержані з п'яти вікон даних пошкодженої фази A : $I'_{1m} = 10.281 A$, $\varphi_{кз} = 30.338^\circ$ (похибка визначення 1.13% від заданого під час моделювання); фази B : $I'_{1m} = 8.922 A$, $\varphi_{кз} = 211.917^\circ$ (похибка визначення 0.91% від заданого під час моделювання). Розраховані значення сталих часу фази A становлять $T_1 = 0.126 c$ (похибка розрахунку 16%); фази B $T_1 = 0.192 c$ (похибка розрахунку 28%).

Далі здійснювалася оцінка часу затримки τ для фаз, у яких виявлено насичення, розраховувалися параметри струму КЗ та у відповідності до значень бінарних сигналів $sat[n]$ і відповідно до моделі (3) відбувалася корекція струмів. На рис. 5, а зображено приведені первинні струми $i'_1(t)$ пошкоджених фаз A та B (без врахування ВГ та завод) та відповідні розраховані дискретизовані струми ПВК $i_2[n]$. На рис. 5, б зображено коректовані фазні струми $i_k[n]$ пошкоджених фаз, а на рис. 5, в – розраховано похибки ПВК струму фаз A та B без корекції $\varepsilon_{пвк}[n]$ та з урахуванням корекції $\varepsilon'_{пвк}[n]$.

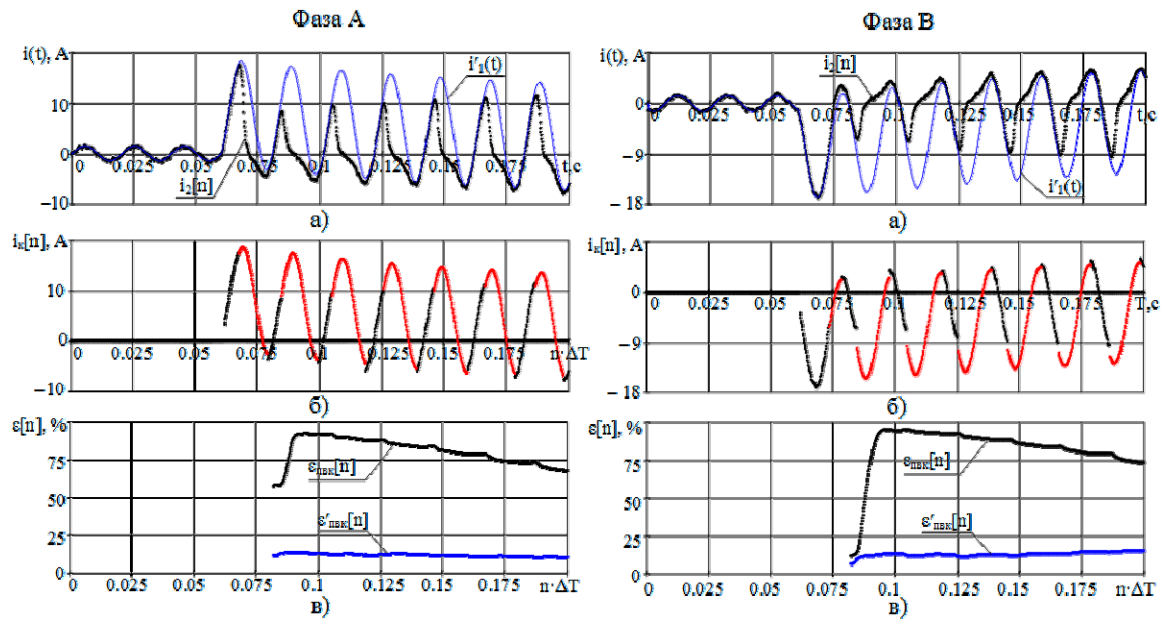


Рис. 5

Повні похибки ПВК $\varepsilon_{\text{пвк}}[n]$ та $\varepsilon'_{\text{пвк}}[n]$ за перехідних режимів визначалися за допомогою рекурсивного представлення для n -ї вибірки формули повної похибки ПВК струму за виразом [46, 47]

$$\varepsilon_{\text{пвк}}[n] = \frac{100}{I_1[n]} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=n-N}^n [k_H * i_2[j] - i_1(t_j)]^2},$$

де $I_1[n]$ – середньоквадратичне значення первинного струму в момент оцінки похибки $\varepsilon_{\text{пвк}}[n]$. Визначення похибок ПВК до та після корекції виконано у відповідності до схеми рис. 6.

Як видно з рис. 6 повні похибки ПВК за умов насичення магнітопроводів фазних ТС досягають 80-95%, по мірі затухання аперіодичної складової первинних струмів фаз та відповідним виходом магнітопроводів фазних ТС зі стану насичення вони зменшуються. Розроблений метод надає можливості зменшити повну похибку ПВК у перехідних режимах за насичення магнітопроводів фазних ТС до значень 6-15%.

Висновки. На основі виконаного аналізу характеристик, переваг та недоліків відомих методів і засобів підвищення точності однофазного ПВК з цифровим виходом, встановлено, що найбільш перспективним задля досягнення поставленої в роботі мети є використання методів цифрової обробки вихідного струму ПВК, в основу якого покладено математичну модель струму КЗ. Реалізація цих методів потребує точного визначення початку входження магнітопроводу ТС у стан насичення, а також надійного і точного розрахунку параметрів моделі струму КЗ, відповідно до якої відбувається корекція спотвореного

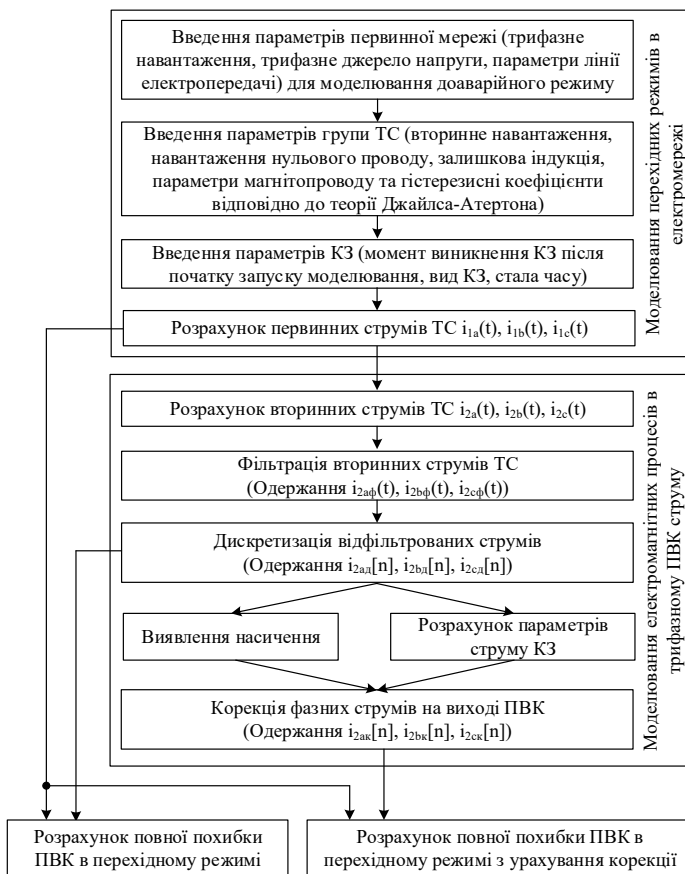


Рис. 6

струму ПВК.

Запропоновано метод мінімізації впливу насичення магнітопроводів ТС на точність ПВК струму, який ґрунтується на моделі струму КЗ, а також розроблених методах виявлення насичення

магнітопроводу ТС, розрахунку параметрів струму КЗ та заміні вибірок струму на виході каналу вибірки, отриманими з моделі струму КЗ, відповідними періодам, де струм є спотвореним.
Роботу виконано за бюджетною темою «Розвиток теорії і методів моніторингу електроенергетичних систем» (шифр «Метеор»), державний реєстраційний номер роботи 0111117U007712, КПКБК 6541030.

1. Tankevych E.M. Primary measuring channels of complex automation systems of electric power objects: Dr. tech. sci. diss.: 05.14.02. Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine. Kyiv. 2004. 445 p. (Ukr)
2. Blinov I.V., Zaitsev I.O., Kuchansky V.V. Problems, methods and means of monitoring power losses in overhead transmission lines. Part of the Studies in Systems, Decision and Control book series. Springer, 2020. Vol. 298. Pp. 123-136. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-48583-2_8
3. Ivanov H., Blinov I., Parus Y. Simulation Model of New Electricity Market in Ukraine. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems*. Kyiv, Ukraine, April 17-19, 2019. Pp. 339-342. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764184>
4. Blinov I., Tankevich S. The harmonized role model of electricity market in Ukraine. 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems* (IEPS 2016). Kyiv, Ukraine, June 7-11, 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521861>
5. Problems of transient regimes. *Novosti elektrotehniki*. 2015. No 4 (94). P. 8. (Rus.)
6. Souders T. M. Wide-band two stage current transformers of high accuracy. *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*. 1972. Vol. IM-21. No 4. Pp. 340-345.
7. Petersons O. A self-balancing current comparator. *IEEE Transactions on instrument and measurement*. 1966. Vol. 15. No 1-2. Pp. 62-71.
8. Baccigalupi A., Liccardo A. Low-cost prototype for the electronically compensation of current transformers. *IEEE Sensor journal*. 2009. Vol. 9. No 6. Pp. 641-647.
9. Bradley D.A., Gray C.B., O'Kelly D. Transient compensation of current transformers. *IEEE Transactions on power apparatus and systems*. 1978. Vol. PAS-97. No 4. Pp. 1264-1271.
10. Davarpanah M., Sanaye-Pasand M., Iravani R. A saturation suppression approach for the current transformer. Part I: Fundamental concepts and design. *IEEE Transaction on power delivery*. 2013. Vol. 28. No 3. Pp. 1928-1935.
11. Slomovitz D. Electronic system for increasing the accuracy of in-service instrument-current transformers. *IEEE Transactions on instrument and measurement*. 2003. Vol. 52. No 2. Pp. 408-410.
12. Kang Y.C., Kang S.H., Park J.K., Johns A.T., Aggarwal R.K. Development and hardware implementation of a compensating algorithm for secondary current of current transformers. *IEE Proceedings on electric power applications*. 1996. Vol. 143. No 1. Pp. 41-49.
13. Kang Y.C., Park J.K., Kang S.H., Johns A.T., Aggarwal R.K. An algorithm for compensating secondary currents of current transformers. *IEEE Transaction on power delivery*. 1997. Vol. 12. No 1. Pp. 116-124.
14. Kang Y.C., Lim U.J., Kang S.H., Kim Y.G. Compensating algorithm for use with measurement type current transformer for protection. *IEE Proceedings on generation, transmission and distribution*. 2005. Vol. 152. No 6. Pp. 880-890.
15. Kang Y.C., Lim U.J., Kang S.H., Crossley P.A. Compensating of the distortion in the secondary current caused by saturation and remanence in a CT. *IEEE Transaction on power delivery*. 2004. Vol. 19. No 4. Pp. 1642-1649.
16. Lu Z., Smith J.S., Wu Q.H. Morphological lifting scheme for current transformer saturation detection and compensation. *IEEE Transaction on circuits systems*. 2008. Vol. 55. No 10. Pp. 3349-3357.
17. Ozgonenel O. Correction of saturated current from measurement current transformer. *IET Electrical power application*. 2013. Vol. 7. No 7. Pp. 580-585.
18. Bittanti S., Cuzzola F.A., Lorito F., Poncia G. Compensation of nonlinearities in a current transformer for the reconstruction of the primary current. *IEEE Transaction on control systems technology*. 2001. Vol. 9. No 4. Pp. 565-573.
19. Kang Y.C., Yun J.S., Lee D.E., Kang S.H., Jang S.I., Kim Y.G. Busbar differential protection in conjunction with a current transformer compensating algorithm. *IEEE Transaction on power delivery*. 2008. Vol. 23. No 1. Pp. 100-109.
20. Ajaei F.B., Sanaye-Pasand M., Davarpanah M., Rezaei-Zare A., Iravani R. Compensation of the current transformer saturation effects for digital relays. *IEEE Transaction on power delivery*. 2011. Vol. 26. No 4. Pp. 2531-2540.
21. Chothani N.G., Bhalja B.R. New algorithm for current transformer saturation detection and compensation based on derivatives of secondary current and Newton's backward difference formulae. *IET Generation, transmission and distribution*. 2014. Vol. 8. No 5. Pp. 841-850.
22. El-Naggar K., Gilany M. A discrete dynamic filter for detecting and compensating CT saturation. *Electric power systems research*. 2007. Vol. 77. No 5-6. Pp. 527-533.
23. Hong Y.Y., Chang-Chian P.C. Detection and correction of distorted current transformer current using wavelet transform and artificial intelligence. *IET generation, transmission and distribution*. 2008. Vol. 2. No 4. Pp. 866-875.
24. Hong Y.Y., Wei D.-W. Compensation of distorted secondary current caused by saturation and remanence in a current transformer. *IEEE Transactions on power delivery*. 2010. Vol. 25. No 1. Pp. 47-54.
25. Ji T.Y., Wu Q.H., Tang W.H., Jiang L. A morphological scheme for the correction of CT saturation waveforms. *IEEE Power and energy society general meeting*. Detroit, USA, July 24-29, 2011. Pp. 1-7.
26. Kgorashadi-Zadeh H., Sanaye-Pasand M. Correction of saturated current transformers secondary current using ANNs. *IEEE Transactions on power delivery*. 2006. Vol. 21. No 1. Pp. 73-79.
27. Li F., Li Y., Aggarwal R.K. Combined wavelet transform and regression technique for secondary current compensation of current transformers. *IEE Processing on generation, transmission and distribution*. 2002. Vol. 149. No 4. Pp. 497-503.

28. Pan J., Vu K., Hu Y. An efficient compensation algorithm for current transformer saturation effects. *IEEE Transaction on power delivery*. 2004. Vol. 19. No 4. Pp. 1623-1628.
29. Sachdev M.S., Barlbeau M.A. A new algorithm for digital impedance relays. *IEEE Transaction on power apparatus and systems*. 1979. Vol. PAS-98. No 6. Pp. 2232-2240.
30. Stachel P., Schegner P. Detection and correction of current transformer saturation effects in secondary current signals. *IEEE Power & Energy society general meeting PES'09*. Calgary, AB, 26-30 July, 2009. Pp. 1-6.
31. Wiszniewski A., Rebizant W., Schiel L. Correction of current transformer transient performance. *IEEE Transaction on power delivery*. 2008. Vol. 23. No 2. Pp. 624-632.
32. Yu C.-S. Detection and correction of saturated current transformer measurements using decaying DC components. *IEEE Transactions on power delivery*. 2010. Vol. 25. No 3. Pp. 1340-1347.
33. Yu D.C., Cummins J.C., Wang Z., Yoon H.J. Correction of current transformer distorted secondary current due to saturation using artificial neural networks. *IEEE Transaction on power delivery*. 2001. Vol. 16. No 2. Pp. 189-194.
34. Ohrstom M. Fast fault detection for power distribution systems : PhD thesis : 29.04.2003. Royal Institute of Technology. Stockholm, Sweden. 2003. 104 p.
35. Phadke A.G., Thorp J.S. Computer relaying for power systems. N.-Y.: Wiley, 2009. 326 p.
36. Melo Y.M.P., Lopes F.V., Neves W.L.A., Fernandes Jr.D. A comparison of transmission line fault detection methods. International conference on *power systems transients*. Cavtat, Croatia, June 15-18, 2015. Pp. 1-5.
37. Silva K.M., Souza B.A., Brito N.S.D. Fault detection and classification in transmission lanes based on wavelet transform and ANN. *IEEE Transaction on power delivery*. 2006. Vol. 21. No 4. Pp. 2058-2063.
38. Lin X., Zou L., Tian Q., Weng H., Liu P. A series multiresolution morphological gradient-based criterion to identify CT saturation. *IEEE Transaction on power delivery*. 2006. Vol. 21. No 3. Pp. 1169-1175.
39. Lopes F.V., Fernandes Jr.D., Neves W.L.A. Transients detection in EHV transmission lines using Park's transformation. *IEEE/PES Transmission & Distribution Conference and Exposition*. Orlando, USA, May 7-9, 2012. Pp. 1-6.
40. Noori M. R., Shahrtash S.M. Combinde fault detector and fault phase selector for transmission lines based on adaptive cumulative sum method. *IEEE Transaction on power delivery*. 2013. Vol. 28. No 3. Pp. 1779-1787.
41. Aglar E.U., Tekdemir I.G., Arsoy A.B. Assessment of integral based fault detection methods for power system relaying. 9th International Conference on *Electrical and Electronics Engineering*. Bursa, Turkey, November 26-28, 2015. Pp. 469-473.
42. Gilbert D.M., Morrison I.F. A statistical method for the detection of power system faults. *Electrical Power and Energy Systems*. 1997. Vol. 19. No 4. Pp. 269-275.
43. Noori M.R., Jamali S., Shahrtash S.M. Security assessment for a cumulative sum-based fault detector in transmission lines. 10th International Conference on *Environment and Electrical Engineering*. Rome, Italy, May 8-11, 2011. Pp. 412-417.
44. Raeisi A., Hosseini-Biyouki M.M., Askarian-Abyaneh H., Danyar S. Implementation of a high-speed cumulative determinant-based fault detection algorithm for power system relaying. The 9th *Power system protection and control* conference. Tehran, Iran, January 14-15, 2015. Pp. 64-77.
45. Pankiv V., Tankevych Ye. Online saturation detection of high-voltage current transformers of electric substation three-phase primary measuring channels in power systems transients. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 2. Pp. 63-71. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.02.063>
46. IEC 61869-6: 2016 Instrument transformers – Part 6: Additional general requirements for low-power instrument transformers. Geneva, IEC, 2016. 176 p.
47. IEC 61869-9: 2016 Instrument transformers – Part 9: Digital interface for instrument transformers. Geneva, IEC, 2016. 127 p.

MINIMIZING THE EFFECT OF SATURATION OF HIGH-VOLTAGE CURRENT TRANSFORMERS ON THE ACCURACY OF THREE-PHASE PRIMARY MEASURING CHANNELS WITH DIGITAL OUTPUT

V. Pankiv¹, Ye. Tankevych¹, S. Tankevych²

¹Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

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

e-mail: tankevichen@ukr.net

²DTEK Grids LLC,

Khokhlovych Family street, 8, LETTER 20D, Kyiv, 004119, Ukraine

The classification is carried out and the characteristics, capabilities and disadvantages of the known methods of programmed correction of the output current of a single-phase primary measuring channel (PMC) of the current are determined. A discretized model of short-circuit current (SCC) is proposed. A method and an algorithm for increasing the accuracy of a three-phase current PMC in transient modes of electric power systems (EPS) under the condition of saturation of the magnetic circuits of its phase current transformers have been developed. The reliability of the developed method is confirmed by simulation of the PMC output current under the condition of phase-to-phase short-circuit of phases A and B without correction and with correction of its phase currents. It is shown that the developed method makes it possible to reduce the total error of the PMC in the transient modes of the EES under the condition of saturation of the magnetic circuits of the CT from 70-90% to 6-15%. References 47, figures 6, table 1.

Key words: measurement channel, digital output, current transformer, saturation, signal, digital processing, method, accuracy.

Надійшла 16.11.2020

Остаточний варіант 16.09.2021

INCREASING THE SENSITIVITY AND METROLOGICAL RELIABILITY
OF A DIFFERENTIAL CONDUCTOMETRIC BIOSENSOR SYSTEMV.G. Melnyk^{1*}, P.I. Borshchov^{1**}, S.V. Dzyadevych^{2***}, O.Y. Saiapina^{2****}, O.D. Vasylenko^{1*****}¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

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

E-mail: melnik@ied.org.ua² Institute of Molecular Biology and Genetics National Academy of Sciences of Ukraine,

Zabolotnoho st., 150, Kyiv, 03680, Ukraine.

E-mail: dzyad@yahoo.com; ovsaiapina@gmail.com

The differential method of conductometric measurements does not fully solve the problem of the influence of changes in the background electrical conductivity of the working buffer solutions on the results of conversion of the biosensor responses. The variation in the background electrical conductivity of the buffer solution upon addition of the highly conductive analyte acts as a common mode interference and causes the additive error. Here we present a new measurement method and structure of the device for quantification of the analytes that provide a significant decrease in the measurement error associated with a change in the background electrical conductivity caused by the introduction of the analyte to the working solution prior to the generation of the informative signal. A block diagram of the device and a vector model of the balancing process of its measuring circuit are presented. The advantages of the developed method and biosensor analyzer for application within the possible changes of the transducer parameters and measurement conditions are demonstrated. References 37, figures 4.

Keywords: differential conductometric biosensors, impedance, measurement, common mode interferences, equivalent electrical model.

1. Introduction. One of the main trends in biosensorics [1–3] is the improvement of electrochemical biosensors, in particular, those of the conductometric type. Their advantages are high sensitivity and selectivity, ease of use, high speed of analysis, and a wide range of analytes that can be detected (hereafter the generalized term “analyte” will denote the substance of interest, for which the analysis is performed). Additionally, a significant advantage is the low cost of analysis in general since there is no need in the preliminary sample preparation [4–8]. At the same time, the implementation of electronic measuring channels of conductometric biosensor systems [9–11] requires overcoming difficulties associated with the complex dependence of the informative signal of the measuring circuit on the parameters of the equivalent circuit of conductometric converters [12, 13] and the measurement environment. This apparently explains the lack of available publications by other authors on successful developments in this area.

The causes and methods for overcoming the individual parts of this problem we studied in our earlier works [14–15]. First, in [16–19], the effectiveness of a conductometric differential method in biosensors has been shown. The method is based on measurement of the local changes in the solution conductivity caused by the analyte-probe interaction in a selective (active) membrane of a biosensor, immobilized on the interdigitated electrodes of a working transducer (W), relative to the reference transducer (R) with a nonselective (hereinafter referred to as “passive”) membrane (Fig. 1). In principle, the use of this method makes it possible to select small informative changes in the electrical conductivity of the solution in a bioselective membrane at high values of the background electrical conductivity of the buffer solution and, thus, to increase significantly the sensitivity and selectivity of the biosensor system. However, often the background conductivity is several orders of magnitude greater than the dynamic range of the measured value. The changes in background conductivity act as common mode interference during measurements.

© Melnyk V.G., Borshchov P.I., Dzyadevych S.V., Saiapina O.Y., Vasylenko O.D., 2021
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-4470-4339>; ** <https://orcid.org/0000-0003-1363-9252>;
*** <https://orcid.org/0000-0003-2915-716X>; **** <https://orcid.org/0000-0003-2937-9221>;
***** <https://orcid.org/0000-0002-1043-9426>

Therefore, it is relevant to construct a measuring channel with a large common mode rejection ratio (CMRR).

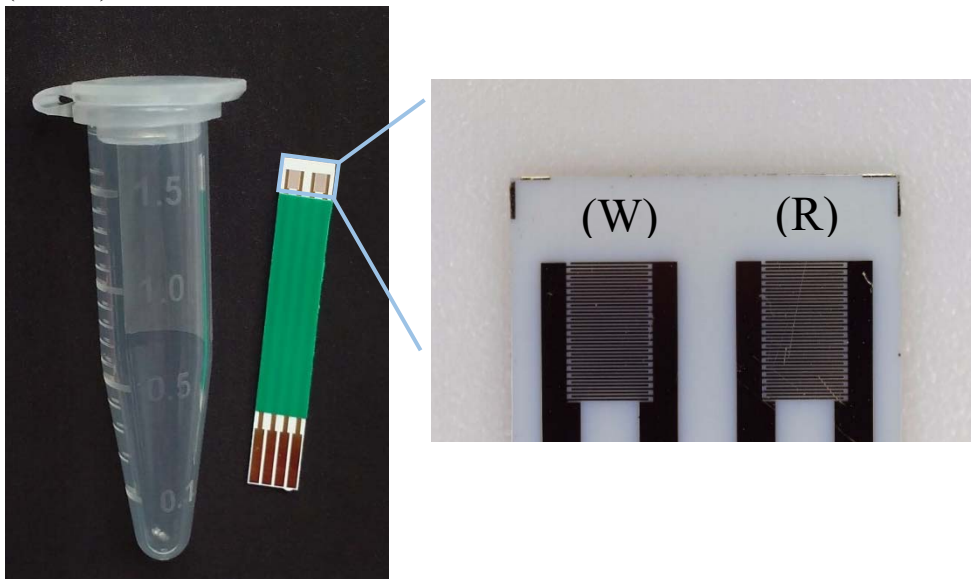


Fig. 1

Additionally, the output signals of conductometric converters depend on changes in the buffer solution composition and temperature that are considered as the noninformative changes. In the differential measuring system, these noninformative physical quantities are converted both by the active and nonselective membranes. If characteristics of the working and reference converters are identical, then upon mutual subtraction of

their output signals in the measuring circuit, the background components compensate each other and only informative signal remains. The later corresponds to a local change in electrical conductivity in the working converter due to the biochemical reaction.

In existing biosensors, the conductometric converters are designed as the planar electrode pairs of an interdigitated comb topology. Platinum, gold, stainless steel and nickel can be used as the electrode materials. Converters with platinum electrodes have the best electrical characteristics, but they are expensive and have insufficient service life. Gold electrodes are used most often because of their chemical inertness and excellent properties with respect to immobilization of the bio-materials. Unfortunately, the equivalence of parameters of such transducers in the biosensor's differential pair is much lower than required. This is due to the following reasons: (1) wear of gold; (2) the change in the capacitance of the electrochemical double layer formed at the metal/electrolyte interface during reuse of transducers. The current work was devoted to the study and reducing of the impact of the second factor as more significant.

A common problem of using two-electrode converters in conductometry is the presence of near-electrode impedances in them. The relationship between the parameters of these impedances and electrochemical processes in the measurement cell as well as to the practical use of the results obtained have been widely studied in the literature [20–24]. These impedances are added to the resistance of the solution between electrodes. In the simplest case (at a frequency of test signals of several tens of kHz), the total impedance of the transducer can be represented by a near-electrode capacitance C_S with the connected in parallel polarization resistance R_p , which in turn are connected in series with the solution's resistance R_S . The behavior of such impedance is quite accurately described by an equivalent circuit in the form of a series chain (C_S and R_S), if the reactance at the frequency of the test signal ($1/\omega C_S$) is significantly less than R_S and R_p . Such ratios are typical for platinum electrodes whereas for gold electrodes $1/\omega C_S$ and R_S are comparable (the tangent of the phase angle $\tan\varphi = 1/\omega C_S R_S$ reaches 0.5 and even 1.0). If $R_p \gg 1/\omega C_S$, the equivalent circuit can be adopted in series, but R_S will be slightly changed.

The measuring channels with differential conductometric biosensors are based on the bridge circuits. At large values of $\tan\varphi$, their sensitivity sharply decreases. This disadvantage is significantly eliminated in the bridge circuits with the compensation of the voltage drop on C_S [14]. If C_S and R_S of the working and reference converters are identical, CMRR of such circuits are high.

Unfortunately, when using sensors with gold electrodes it is difficult to obtain a stable conversion factor between specific solution conductivity and the informative component of the bridge output signal. Such a component is an increase in the in-phase (with respect to the test signal) component of the output current of the bridge circuit triggered by the analyte-probe interaction in the active membrane of the biosensor. This informative component depends on the ratio of C_S and R_S in the working and reference

converter (their $\tan\phi$). If they are the same, then the same changes in the active component of their electrical conductivity ($1/R_S$) do not disrupt the bridge balance. Therefore, its output signal does not change upon the changes in the background conductivity of the buffer solution. For a fixed concentration of the buffer solution, the value of R_S is determined by the dimensions and mutual arrangement of the electrode combs. The interdigitated comb electrodes are manufactured using microelectronic technologies, so the accuracy of the R_S parameter is quite high.

However, the transducer impedance has complex nature with a large phase angle, which depends on the value of C_S . This parameter is unstable [15]. Therefore, the same changes in the background electrical conductivity in the working and reference converters will cause different changes of the currents across them. The difference in these currents forms a response to such (common mode) interference at the bridge output. The background conductivity of the buffer solution changes when the analyte is added, especially if the latter is electrically conductive.

The effect of common mode interference in the differential conductometric channel does not distinguish from the response to a change in the local electrical conductivity in the active (selective) membrane of the biosensor. Thus, it is an additive error, which significantly limits the real sensitivity of the conductometric system and the reliability of the measurement results [14].

There are many practically important tasks where measurement of concentration of electrically conductive (dissociated) analytes is of high topicality. A typical example is the problem of determining the arginine content in multicomponent mixtures. Determination of the amino acid arginine (2-amino-5-guanidinovaleric acid) is of great practical importance for the quality control of juices and functional foods. In the food industry, the monitoring of arginine concentration makes it possible to control the quality of the packed fruit juices for the presence of falsification. This is because the adulterated fruit juices differ from the authentic ones in the amino acid profile in terms of arginine [25], which occurs when a more expensive (authentic) juice is diluted with a cheaper one. Among the proteinogenic amino acids, arginine is the most polar positively charged amino acid at a neutral pH value (pI 10.76) due to the presence of a guanidinium group [26] and this may cause challenges during its quantitative analysis. The reported in the literature electrochemical biosensors for arginine are based on one or several enzymes, which decompose arginine to electroactive and/or highly mobile species [27–31]. According to the analytical characteristics of the most recent biosensors for arginine, the conductometric biosensor described in [27] had one of the lowest limit of detection, the widest linear range and the highest stability compared to other reported biosensors. However, the mentioned biosensor did not show sufficient selectivity to arginine when working with multicomponent samples. We attribute this disadvantage to the possible effect of common mode interference, which manifests itself through high background electrical conductivity of the arginine solutions used throughout analysis.

The aim of this work was to increase the degree of suppression of common mode interference in a differential conductometric biosensor system with incomplete equivalence of parameters of transducers in the biosensor's differential pair and, thereby to increase sensitivity of the system and reliability of the measurement results.

2. Bridge circuit and measurement method. A research, which we have done over the past few years, has allowed us to create a technical basis for a radical increase in CMRR of differential conductometric channels with non-identical sensors [32–35]. A comprehensive analysis of measurement processes in the previously developed differential conductometric circuits [14] allowed us to develop a measurement method with quasi-equilibrium of the bridge circuit, which theoretically allows eliminating in great degree the above error [32]. Its essence lies in bringing the bridge circuit with non-identical conductometric transducers to a state with a calculated deviation from complete equilibrium before adding the analyte to the buffer solution in the measurement cell. The calculated deviation should ensure that the increase in currents across the working and reference converters was equal in magnitude and opposite in phase at the equal changes in the buffer solution conductivity in them. However, the implementation of this method within the frameworks of the construction principles applied to the previously used bridge circuits turned out to be too complex. In [33], we proposed to use the bridge circuits with two digital generators of test signals, the phase shift between which can be accurately controlled. The latest results obtained in the implementation of such generators [34] made it possible to develop the quasi-balanced bridge circuits and algorithms for their operation in practice. The corresponding developments are presented and discussed below.

3. Results and discussion.

3.1 *The structure of a biosensor channel with a wide range of operating frequencies based on a bridge circuit with a two-phase generator of test signals.* The proposed structure of a conductometric channel with a bridge measuring circuit, which is balanced by the modulus and phase of the currents in its branches, is shown in Fig. 2. It is adapted to solve the problems of the differential conductometry with increased levels of common mode interference caused by the background changes in the conductivity of solution. Such device was implemented using the unified basic measuring module MXP-6 [34] for measurement of the impedance parameters.

The measurement circuit of the basic module MXP-6 includes a measurement object, a reference standard and two coherent digital generators of test signals—a master DG1 and a slave DG2. Blocks DAC_B and PHASE SHIFT regulate the voltage of DG2 in modulus and phase.

The basic feature of this scheme is that the standard (etalon) of electrical conductivity Y_0 is replaced by the reference conductometric transducer Z_p . In the ideal case, the parameters of the working Z_a and reference Z_p transducers (and, accordingly, their complex conductivity Y_a and Y_p) are the same before measurements. The bridge circuit is balanced. When the analyte is added to the buffer solution, the additional active conductivity appears in the working transducer ($Y_a + \Delta G_a$), which leads to a change in the output signal of the bridge proportionally to the measured value—the conductivity difference ($Y_a + \Delta G_a - Y_p$). This difference is determined by the change in the amplitude of the output current of the bridge circuit ($I_a - I_p$). The normalization of its value in the units of electrical conductivity is carried out not in the bridge circuit (by comparing Y_a and Y_p) but in ADC by comparing the in-phase and quadrature components of the U_x signal (relative to U_a) with the reference voltage U_{ref} . Taking into account the features of the structure of the measuring circuit, the object of measurements and the measured parameter, the additional mode of differential conductometric measurements was introduced into the software algorithm of the basic module of the device.

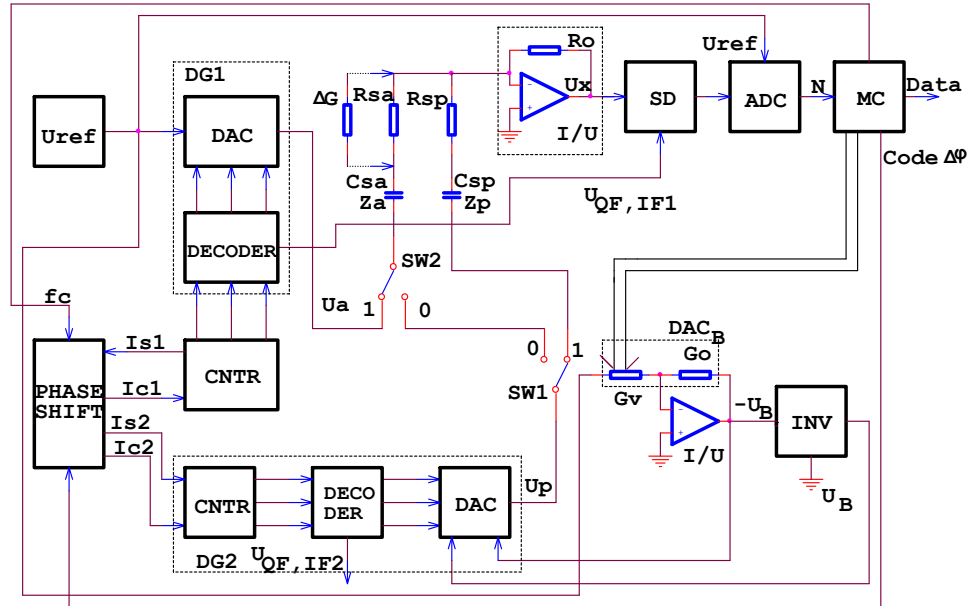


Fig. 2

Next, we will focus on procedure of measurements with biosensors.

3.2 *Measurement of the analyte concentration using the developed conductometric biosensor system.* A process of measurement of the concentration of the analyte in the measurement cell consists of two stages. First, the measuring channel, which includes the measurement cell with a differential biosensor (a pair of conductometric transducers with the active and passive membranes) and an electronic measuring module with the necessary software (Fig. 3), is

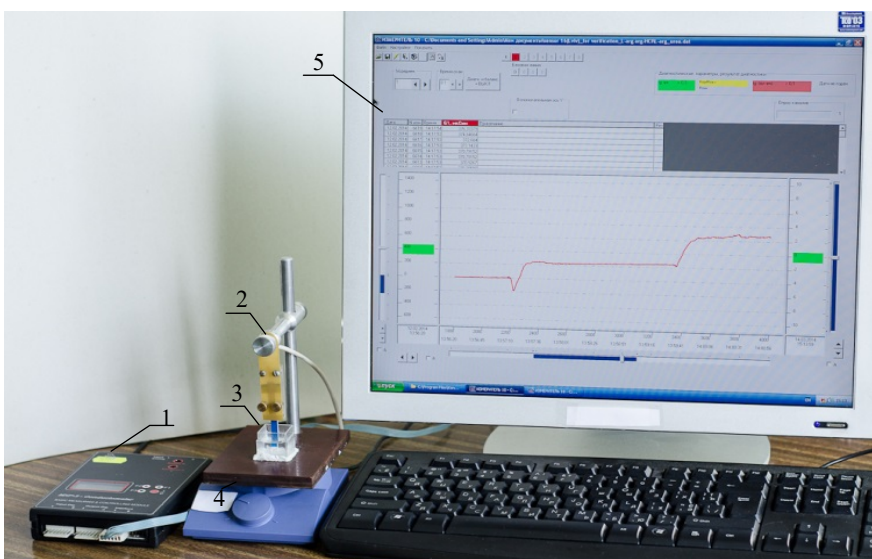


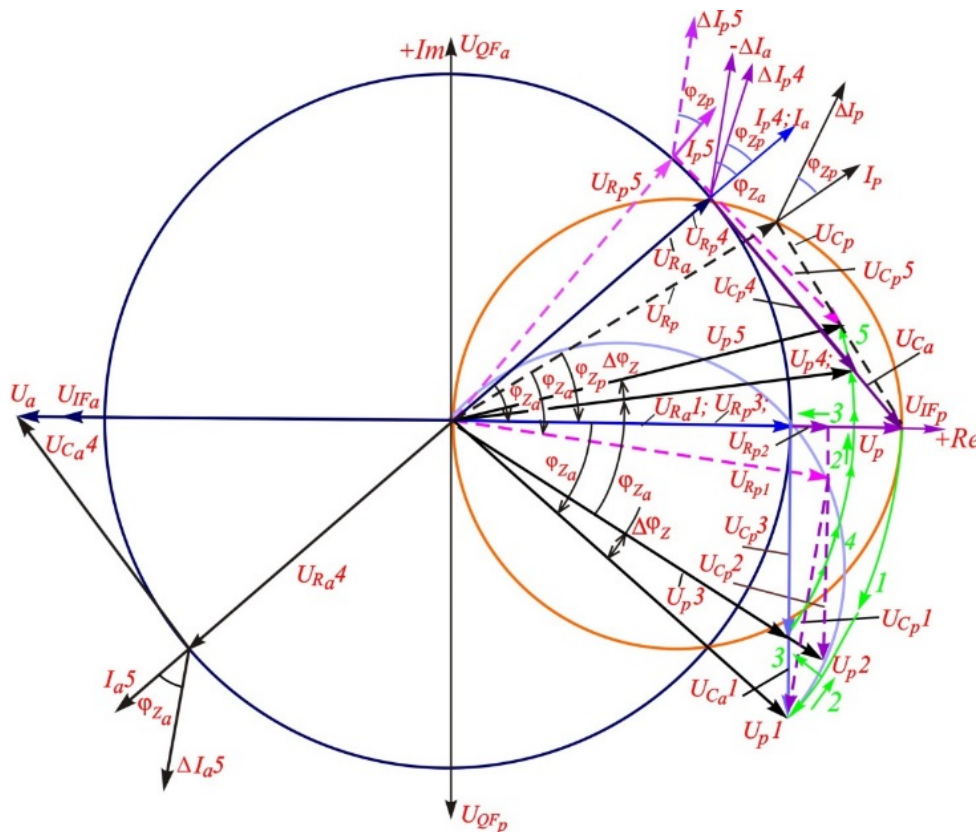
Fig. 3

adjusted by software. This module is connected to a personal computer with the corresponding upper-level software package through a standard interface. The measurement data obtained from the electronic module (the lower level of the information measuring system) are processed, accumulated and presented to the user by the software created in the work.

At the first stage, the mentioned above hardware and software adjustments are performed to bring the measuring channel into a state of readiness for the introduction of the analyte into the measurement cell. This state is achieved by balancing the bridge circuit of the measuring module and is characterized by a conditionally zero signal level at the output. At the upper level of the information measuring system, a “baseline” is recorded; it corresponds to the real-time data flow in the active membrane of the biosensor before the introduction of the analyte.

At the second stage of measurements, a certain amount of analyte is added to the measurement cell. In general, this changes the values of R_{Sa} and R_{Sp} of the converters of differential pair (if they are identical, the changes are the same). Next, a selective biochemical reaction takes place in the active membrane of the biosensor that consequently changes the solution conductivity locally by ΔG_a . At the same time, the active component of the output impedance of the working converter changes by a value inversely proportional to ΔG_a . With the correct construction of the measuring circuit and setting the measuring channel to the state of readiness, the response to the introduction of the analyte is generated at the channel output proportionally to the analyte concentration in the solution. Noteworthy that the response is proportional to the analyte concentration only when the working and reference converters are identical or at least their phase angles are equal and their tangents are small. Under other conditions, the variation of the background electrical conductivity of the buffer solution (due to appearance of a new substance, i.e. the analyte molecules) causes a parasitic response at the output of the bridge circuit [36]. This response is an additive error of the measurements. As mentioned above, it is possible to tune the bridge circuit so that the parasitic response will not occur [32].

3.3 *Vector model and algorithm of adjusting the bridge circuit to achieve the invariance of the response of the measuring channel to changes in the background electrical conductivity under the discrepancy of the phase angles of the conductometric transducers.* Let us consider the process of tuning a bridge circuit by balancing the phases and amplitudes of currents in the branches of the working and reference converters according to the optimized algorithm. The latter ensures that the equal changes of electrical conductivity in the working and reference transducers with different values of R_S and C_S are mutually compensated in the output signal of the bridge. The vector diagram of this process described by the



scheme in Fig. 2 is shown in Fig. 4. To simplify it, an assumption was made that the active resistances of the transducers differ insignificantly (ensured by the accuracy of the electrode fabrication technologies) and the difference in their phase angles originates from changes in the condition of the electrode surface, which leads to the changes in C_S .

The axes of the complex plane Im and Re are determined by the reference voltages of the synchronous detector U_{IFa} , U_{QFa} , which are formed by the digital

generator DG1. The vectors in the diagram (Fig. 4) represent the moduli and phases of voltages at the impedances Z of the active (a) and passive (p) transducers of the differential biosensor (the terms “active” and “passive” correspond to the working and reference transducers, respectively). These impedances are the parameters of a series two-element equivalent RC circuit, in which R_S corresponds to the resistance of solution, and C_S corresponds to the resistance of the near-electrode layer, in which the capacitive component prevails at the operating frequency of the device. The minority components of the complex resistances of both the solution and the near-electrode layer (the interelectrode capacitance C_{ie} and the resistance of polarization R_{pol} are parallel to R_S and C_S , respectively [33]) are recalculated into a small change of R_S and C_S when the measurements are carried out using a two-element scheme. To reduce these changes, the operating frequency should be optimized accordingly.

In the two-element equivalent circuit of the conductometric transducer, the applied test voltage from the generator output (U_a or U_p) is divided into two components: U_{Ra} or U_{Rp} on the solution resistance and U_{Ca} or U_{Cp} on the capacitance of the near-electrode layer. These components are orthogonal to each other.

The currents across the converters coincide in phase with the voltage U_{Ra} or U_{Rp} , and their moduli are inversely proportional to R_{Sa} or R_{Sp} , respectively. If R_{Sa} equals R_{Sp} , and C_{Sa} equals C_{Sp} , these currents will be the same in magnitude and phase. In this case, the voltage triangles U_a , U_{Ra} , U_{Ca} and U_p , U_{Rp} , U_{Cp} will overlap if $U_a=U_p$. As shown in Fig. 4, the ratios of R_S and C_S in the converters of the differential pair are different. In practice, the difference reaches 10–20%.

The addition of the analyte to the buffer solution causes changes in R_{Sa} and R_{Sp} by the values determined by the change in the electrical conductivity of the buffer solution in both converters. Additionally, the conductivity of R_{Sa} ($G_{Sa}=1/R_{Sa}$) changes by the informative value ΔG_a , which is proportional to the yield of the bioselective reaction in the active membrane. The indicated changes in the resistances R_S lead to the increases in the currents across converters by ΔI_a and ΔI_p . The vectors of these increases are at the phase angles of the impedances Z_a and Z_p (φ_a and φ_p) to the vectors of the currents across converters. The values of the informative increase usually equal 1–2% of I_a . The changes of current, which are caused by variation of the background electrical conductivity dependent on nature and concentration of the analyte, should be minimal. However, in practice, they can be proportionate and even exceed the informative increase.

The vectors of the currents' growth ($-\Delta I_a$ and ΔI_p), which correspond to the changes in the background electrical conductivity at the same voltage (U_p) applied to the converters, are shown on the right side of the diagram in Fig. 4. Such a state of the bridge circuit is a result of its preliminary adjustment before the measurements. The sign “-” at ΔI_a denotes its phase to be opposite to the operating mode. At the end of the adjustment, voltage U_a is applied to the working sensor, which is opposite in phase to U_p at its initial state (left side of the diagram). In this case, both the currents I_a and I_p as well as their increments ΔI_a and ΔI_p become antiphase and compensate each other. However, the exact antiphase of these currents happens only at the same phase angles of the converters.

Additionally, the developed process of the bridge circuit tuning allows obtaining an exact antiphase of the current gains in case when the phase angles of the active and passive converters differ. The process consists of five stages indicated by indices 1 to 5. The vectors corresponding to the initial state do not have such an index.

At the beginning of the first stage (substage 1a), the voltage U_p is applied to Z_a and its phase shift to U_a is set to 180° . For this, the switches SW1 and SW2 are set to “0”. The real and imaginary components of the current I_a in Z_a are measured and, from their value, the parameters of the working converter R_{Sa} and C_{Sa} as well as the tangent of the phase angle $\tan\varphi_a$ are calculated and diagnosed. To carry out such calculations, the measuring channel is pre-calibrated using a reference resistor. The absence of an imaginary component in the current I_a is achieved by adjusting the “1” phase of the vector U_p to its position U_{p1} . Such adjustment as well as the measurement of a real component I_a , which is related to the values of U_p , U_{Ra} and R_a , are performed using the synchronous detector. The values of the rotation angle of U_p and the real component I_a can also be used to calculate and diagnose the parameters of the working converter R_{Sa} and $\tan\varphi_a$. Then (substage 1b) the voltage U_{p1} is switched to the reference converter by setting the switch SW1 to the position “1”. In this case, the real and imaginary components of its current I_{p1} are measured, the parameters of the reference converter R_{Sp} , C_{Sp} and $\tan\varphi_p$ are calculated and diagnosed, and the difference in phase angles $\Delta\varphi_z$ of the working and reference converters is determined. The triangles of the voltage vectors on the elements of the converter equivalent circuits consist of vectors U_{Ra1} , U_{Ca1} , U_{Rp1} , U_{Cp1} and U_{p1} .

At the second and third stages, the phase (“2”) and the amplitude (“3”) of the voltage U_p are regulated

to reach the states U_{p2} and U_{p3} , at which the voltage U_{Rp3} on R_p coincides in magnitude and phase with U_{Ra1} , whereas U_{Cp3} and U_{Ca1} somewhat differ in amplitude. The adjustment is carried out using the conversion data of the imaginary ("2") and real ("3") components of the current I_p obtained using the synchronous detector. Achievement of these states is fixed by the minimum of the imaginary component of I_p and by matching of the real component with the value of the real component I_a . In the considered bridge circuit (which is based on the comparison of the currents in sensors), if there is a noticeable difference between R_{Sa} and R_{Sp} , the voltages on them will also differ noticeably. For such converters, it is necessary to use another, somewhat more complex, bridge circuit—with a comparison of the voltages on the sensors. Such a scheme is problematic in terms of stability of the test voltage on the sensors, but it can be appropriate for measurements at high concentrations of the buffer solution. The performed phase adjustment also determines the value of difference of phase angles $\Delta\varphi_z$ of the converters.

At the beginning of the fourth stage (substage 4a), the phase of the DG2 voltage U_p is rotated to the state U_{p4} by the value equal to the regulation "1" but in the opposite direction. At this state, the voltage on the active resistance of the reference converter U_{Rp4} coincides in magnitude and phase with the voltage on the active resistance of the working converter at the initial setting. Therefore, the bridge circuit will be in an equilibrium in terms of the voltages on the resistances of the buffer solution in the converters after the antiphase voltage U_a is applied from the generator DG1 to the working converter by setting the switch SW2 to the state "1" (substage 4b). These voltages are equal in magnitude and opposite in sign. Therefore, the amplitudes of the increase in currents I_a and I_{p4} in the working and reference converters are the same when the background electrical conductivity changes. This effect was achieved by other means in the circuit described in [32]. In particular, that was achieved using the analog nodes, which complicated the circuit and limited its frequency range.

In the achieved state of the bridge circuit, the difference in phases of the current increments ΔI_a and ΔI_{p4} remains. Therefore, the suppression of the influence of changes in the background electrical conductivity is insufficient at large values of φ_a , φ_p and their difference. To bring the bridge circuit to a state of quasi-equilibrium, in which the vectors ΔI_a and ΔI_p become collinear, it is necessary to turn the voltage U_p additionally by the angle $\Delta\varphi_z$ to the state, in which the voltage on the solution in the reference converter is shown by the vector U_{p5} . Such regulation is carried out at the fifth stage of tuning (after connecting the working converter to the generator DG1). As seen in Fig. 4, the vectors of currents across the working and reference converters at the final state of the bridge after balancing are not collinear. Therefore, the bridge is not completely balanced on phase. Nevertheless, by now it is completely balanced for the further increment of currents in the converters upon the equal changes in conductivity of the solution in them. At this state, the bridge circuit is ready for the second stage of the measurement process, i.e. introduction of the analyte and registration of the response driven by the analyte-probe interaction in the biosensor. The informative signal at the "baseline" level is obtained at the output of the bridge circuit. With respect to this level, its increase ("response") is recorded when the analyte is added to the measurement cell.

To achieve a higher level of independence of the results of the response conversion on the phase angles of the converters, we measured the amplitudes of the current increase by their in-phase and quadrature components relative to the reference voltages of the DG1 generator. This somewhat complicates the processing of the informative signal, but it is not a big price to pay for the significant simplification of the measuring circuit and the higher metrological characteristics achieved in the described design.

The difference of the presented conductometric system from the previously known ones is the exact balancing of the bridge circuit both by the module and by the phase of the signals in its branches. Naturally, there is a question about the possibility of implementing a measuring channel with sufficiently low phase errors at the operating frequencies used in such systems (30 - 100 kHz). This problem is solved due to the special structure of the complex of generating test and reference signals in the basic module of the measuring channel MXP-6, which provides a high identity of phase delays in their formation. The principles of construction of such a measuring channel, the results of experimental studies of its characteristics are presented in detail in [34, 35]. According to the results of these studies, the phase error of the conversion of the measuring signal (level change of the quadrature component) in the base module does not exceed a few hundredths of a percent at frequencies up to 100 kHz. A factor that limits the accuracy of balancing the bridge circuit of the created device is the possible discreteness of the phase control of the slave generator. At the frequency used in the studies (62.5 kHz), it was approximately 1%.

3.4 Testing of the developed biosensor analyzer in the simulated measurement conditions. Experimental verification of the effectiveness of the developed method of differential measurements of the

local changes in the electrical conductivity of solutions was carried out using a prototype of the conductometric biosensor analyzer, which was realized according to the scheme in Fig. 2, and the electrical equivalent of the measurement cell with the adjusted parameters. A description of the equivalent is given in [36, 37]. In the studies, we simulated the maximum possible difference between the values of the uniform parameters of the working and reference converters C_{Sa} and C_{Sp} ($\pm 20\%$) as for measurements with the real sensors. The vector diagram in Fig. 4 approximately corresponds to such difference in C_{Sp} (+20%). To estimate the sensitivity of the measuring channel to informative changes in the local electrical conductivity of the solution, we simulated a 1% change in the value of electrical conductivity G_{Sa} (resistance R_{Sa}) in the working sensor. At the same time, to estimate the impact of changes in the background conductivity, the R_{Sa} and R_{Sp} values were changed simultaneously by 1%. According to the test results, the coefficient of suppression of the influence of changes in the background electrical conductivity was about 90 at the +20% difference of C_{Sp} and about 50 — at the -20% difference of C_{Sp} . The obtained values are about 10 times higher than those achieved in the previously created devices [36].

4. Conclusions. In this work, we have developed a new bridge circuit for determination of local changes in the electrical conductivity of the buffer solution when working with electrically conductive analytes. For this purpose, a novel method of balancing the bridge circuit to the quasi-equilibrium state was applied. Both the bridge circuit and the method of its balancing are based on the use of digital generators of test signals in the branches of the bridge with an adjustable ratio between their amplitudes and initial phases. This enables a deeper suppression of common mode interference when using non-identical conductometric transducers in a wide frequency range. The detailed algorithm of operation of the differential conductometric channel was developed using a vector modeling of the measurement process. The experimental verification of the effectiveness of the developed method showed the possibility to achieve the coefficient of suppression of the influence of changes in the background electrical conductivity about 10 times higher than when using previously created devices under 20% difference between the sensors' capacitances. Such characteristics can significantly expand the area of application of the conductometric biosensors, and in particular, their use in the study of the electrically conductive analytes. Moreover, the obtained characteristics will increase the metrological reliability of this type of measurements.

The work was supported by National Academy of Sciences of Ukraine within the framework of the State Budget Program "Support for the Development of Priority Areas of Scientific Research" (Code: 6541230), the target program of scientific research of National Academy of Sciences of Ukraine "Smart" sensor devices of a new generation based on modern materials and technologies" and the grant of National Academy of Sciences of Ukraine for research laboratories/groups of young scientists of NAS of Ukraine for conducting investigations within the priority directions for development of science and technology in 2021 (grant 25/02-2021(2)).

1. Turner A.P.F., Karube I., Wilson G.S. Biosensors: Fundamentals and applications. New York: Oxford University Press, 1987. 770 p.
2. Varnakavi Naresh, Nohyun Lee. A Review on Biosensors and Recent Development of Nanostructured Materials-Enabled Biosensors. *Sensors*. 2021. Vol. 21 (4). Article 1109. DOI: <https://doi.org/10.3390/s21041109>.
3. Janata J. Conductometric sensors. In: Principles of Chemical Sensors. Boston: Springer, 2009. Pp. 241–266. DOI: <https://doi.org/10.1007/b136378>
4. Lee S-M., Lee W-Y. Determination of heavy metal ions using conductometric biosensor based on sol-gel immobilized urease. *Bulletin of the Korean Chemical Society*. 2002. Vol. 23. No 8. Pp. 1169–1172.
5. Adley C.C., Ryan M.P. Conductometric biosensors for high throughput screening of pathogens. In: High Throughput Screening for Food Safety Assessment: Biosensor Technologies, Hyperspectral Imaging and Practical Applications. Cambridge: Woodhead Publishing Ltd, 2014. Pp. 315-326.
6. Perera G.S, Ahmed T., Heiss L., Walia S., Bhaskaran M., Sriram S. Rapid and selective biomarker detection with conductometric sensors. *Nano-Micro Small*. 2021. Vol. 17. Article 2005582. DOI: <https://doi.org/10.1002/sml.202005582>
7. Braiek M., Djebbi M.A., Chateaux J-F., Jaffrezic-Renault N. A conductometric sensor for potassium detection in whole blood. *Sensor and Actuators B: Chemical*. 2016. Vol. 235. Pp. 27–32. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.snb.2016.05.050>
8. Sosovska O., Korpan Y., Vocanson F., Jaffrezic-Renault N. Conductometric chemosensors based on calixarenes for determination of amines and amino acids. *Sensor Letter*. 2009. Vol. 7. Pp. 989–994. DOI: <https://doi.org/10.1166/sl.2009.1186>
9. Watson L.D., Maynard P., Cullen D.C., Sethi R.S., Brettle J., Lowe C.R. A microelectronic

conductometric biosensor. *Biosensors*. 1987-1988. Vol. 3(2). Pp. 101–115. DOI: [https://doi.org/10.1016/s0265-928x\(87\)80003-2](https://doi.org/10.1016/s0265-928x(87)80003-2)

10. Sheppard N.F., Tucker R.C., Wu C. Electrical conductivity measurements using microfabricated interdigitated electrodes. *Analytical Chemistry*. 1993. Vol. 65(9). Pp. 1199–1202. DOI: <https://doi.org/10.1021/ac00057a016>

11. Lee W.Y., Kim S.R., Kim T.H., Lee K.S., Shin M.C., Park J.K. Sol-gel-derived thick-film conductometric biosensor for urea determination in serum. *Analytica Chimica Acta*. 2000. Vol. 404(2). Pp. 195–203. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0003-2670\(99\)00699-6](https://doi.org/10.1016/S0003-2670(99)00699-6)

12. Jacobs P., Suls J., Sansen W. Performance of a planar differential-conductivity sensor for urea. *Sensor and Actuators B: Chemical*. 1994. Vol. 20. Issues 2-3. Pp. 193–198.

13. Hintsche R., Moller B., Dransfeld I., Wollenberger U., Scheller F., Hoffmann B. Chip biosensors on thin-film metal electrodes. *Sensor and Actuator B: Chemical*. 1991. Vol. 4. Issues 3-4. Pp. 287–291. DOI: [https://doi.org/10.1016/0925-4005\(91\)80124-3](https://doi.org/10.1016/0925-4005(91)80124-3)

14. Melnyk V.G., Dzyadevych S.V., Novik A.I., Pogrebnyak V.D., Slitskiy A.V., Lepikh Ya.I., Lenkov S.V., Procenko V.O. Ensuring of reliability of metrological characteristics of the conductometric systems with differential sensors. *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*. 2011. Vol. 8(4). Pp. 46–52. DOI: <https://doi.org/10.18524/1815-7459.2011.4.119304>

15. Melnyk V.G., Dzyadevych S.V., Ivashchuk A.V., Ulyanova V.A., Lepikh Ya.I., Romanov V.O. The experimental studies of microelectronic transducers for conductometric biosensor systems. *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*. 2011. Vol. 8(3). Pp. 81–90. DOI: <https://doi.org/10.18524/1815-7459.2011.3.118131> (Rus).

16. Latif U., Dickert F.L. Conductometric sensors for monitoring degradation of automotive engine oil. *Sensors*. 2011. Vol. 11(9). Pp. 8611–8625. DOI: <https://doi.org/10.3390/s110908611>

17. Sergeeva T.A., Lavrik N.V., Rachkov A.E., Kazantseva Z.I., Piletsky S.A., El'skaya A.V. Hydrogen peroxide-sensitive enzyme sensor based on phthalocyanine thin film. *Analytica Chimica Acta*. 1999. Vol. 391. Pp. 289–297.

18. Berezhetska O., Korpan Y., Gonchar M. Conductometric biosensor based on flavocytochrome b2 for L-lactate determination. *Sensor Letter*. 2011. Vol. 9. Pp. 2388–2394.

19. Khadro B., Namour P., Bessueille F., Leonard D., Jaffrezic-Renault N. Validation of a conductometric bi-enzyme biosensor for the detection of proteins as marker of organic matter in river samples *J. Environ. Sci. (China)*. 2009. Vol. 21. Pp. 545–551.

20. Barsoukov E., Macdonald J.R. Impedance spectroscopy: Theory, experiment, and applications. Wiley-Interscience, John Wiley & Sons, Inc., 2005.

21. Brett C.M.A., Brett A.M.O. Electrochemistry – Principles, methods and applications. Oxford University Press, 1993. 427 p.

22. Grossi M., Riccò B. Electrical impedance spectroscopy (EIS) for biological analysis and food characterization: A review. *J. Sens. Sens. Syst.* 2017. No 6. Pp. 303–325. DOI: <https://doi.org/10.5194/jsss-6-303-2017>

23. Novitskiy S.P., Pechnikov A.L. Improving an estimation accuracy of research object parameters by the impedance spectroscopy method. *Science Bulletin of the Novosibirsk State Technical University*. 2015. Vol. 60(3). Pp. 48–57. DOI: <https://doi.org/10.17212/1814-1196-2015-3-48-57> (Rus).

24. Sekushin N.A. Properties of Warburg and Gerischer diffusion impedances in low frequencies region. *Bulletin of Komi Science Center of Ural Branch of the Russian Academy of Sciences*. 2010. Vol 4. No 4. Pp. 22–26. URL: <http://www.izvestia.komisc.ru/old/Archive/i04/sekushin.pdf> (accessed 05.07.2021) (Rus).

25. Fang T.T. Amino acid pattern for analysis of fruit juice authenticity. In: Analysis of non-alcoholic beverages. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1988. Pp. 51–68. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-642-83343-4>

26. Winter G., Todd C.D., Trovato M., Forlani G., Funck D. Physiological implications of arginine metabolism in plants. *Frontiers in Plant Science*. 2015. Vol. 6. Article 534. Pp. 1–14. DOI: <https://doi.org/10.3389/fpls.2015.00534>

27. Saiapina O.Y., Dzyadevych S.V., Jaffrezic-Renault N., Soldatkin O.P. Development and optimization of a novel conductometric bi-enzyme biosensor for L-arginine determination. *Talanta*. 2012. No 92. Pp. 58–64. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.talanta.2012.01.041>

28. Stasyuk N., Smutok O., Gayda G., Vus B., Koval'chuk Y., Gonchar M. Bi-enzyme L-arginine-selective amperometric biosensor based on ammonium-sensing polyaniline-modified electrode. *Biosens. Bioelectron*. 2012. Vol. 37(1). Pp. 46–52. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.bios.2012.04.031>

29. Verma N., Singh A.K., Kaur P. Biosensor based on ion selective electrode for detection of L-arginine in fruit juices. *J. Anal. Chem*. 2015. Vol. 70(9). Pp. 1111–1115. DOI: <https://doi.org/10.1134/S1061934815090129>

30. Zhybak M T., Fayura L.Y., Boretsky Yu.R., Gonchar M.V., Sibirny A.A., Dempsey E., Turner A., Korpan Ya.I. Amperometric L-arginine biosensor based on a novel recombinant arginine deiminase. *Microchimica Acta*. 2017. Vol. 184(8). Pp. 2679–2686. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00604-017-2290-4>

31. Singh A.K., Sharma R., Singh M., Verma N. Electrochemical determination of L-arginine in leukemic blood samples based on a polyaniline-multiwalled carbon nanotube-magnetite nanocomposite film modified glassy carbon electrode. *Instrum. Sci. Technol.* 2020. Vol. 48(4). Pp. 400–416. DOI: <https://doi.org/10.1080/10739149.2020.1734934>
32. Melnyk V.G., Onyshchenko I.V., Rubanchuk M.P., Slitskiy O.V. Differential conductometric system with improved suppression of common-mode interferences. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2015. No 2. Pp. 75–82. (Rus)
33. Melnyk V.G., Slitskiy A.V., Vasylenko A.D. The quasi balanced conductometric bridge for biosensor system with balancing modulus and phase. *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*. 2016. Vol. 13(3). Pp. 91–100. DOI: <https://doi.org/10.18524/1815-7459.2016.3.78649> (Rus)
34. Melnyk V.G., Borschov P.I., Beliaev V.K., Vasylenko O.D., Lameko O.L., Slitskiy O.V. Improvement generating of the test signals for determination of the impedance parameters in wide frequency range. *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*. 2020. Vol. 17(2). Pp. 60–72. DOI: <https://doi.org/10.18524/1815-7459.2020.2.205825>
35. Melnyk V.G., Borschov P.I., Beliaev V.K., Vasylenko O.D., Lameko O.L., Slitskiy O.V. Implementation and experimental research of the test and reference signals digital generators for impedance measurement in wide frequency band. *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*. 2020. Vol. 17(3). Pp. 27–39. DOI: <https://doi.org/10.18524/1815-7459.2020.3.212951>
36. Melnyk V.G., Vasilenko O.D., Dudchenko A.E., Pogrebnyak V.D. Research common mode rejection in conductometric biosensor system with differential sensors. *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*. 2014. Vol. 11(3). Pp. 49–61. DOI: <https://doi.org/10.18524/1815-7459.2014.3.108258> (Rus).
37. Melnyk V.G., Semenycheva L.N., Vasylenko A.D. Investigation of characteristics of transforming of the differential conductometric circuit for biosensors systems. *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*. 2011. Vol. 8(4). Pp. 53–62. DOI: <https://doi.org/10.18524/1815-7459.2011.4.119355> (Rus).

ПІДВИЩЕННЯ ЧУТЛИВОСТІ ТА МЕТРОЛОГІЧНОЇ НАДІЙНОСТІ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЗМІН ЛОКАЛЬНОЇ ЕЛЕКТРОПРОВІДНОСТІ РОЗЧИНУ В ДИФЕРЕНЦІАЛЬНІЙ КОНДУКТОМЕТРИЧНІЙ БІОСЕНСОРНІЙ СИСТЕМІ

В.Г. Мельник¹, докт. техн. наук, **П.І. Борщов¹**, канд. техн. наук, **С.В. Дзядевич²**, докт. біолог. наук,
О.Я. Саяпіна², канд. біолог. наук, **О.Д. Василенко¹**, канд. техн. наук

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

E-mail: melnik@ied.org.ua

² Інститут молекулярної біології та генетики НАН України,
вул. Заболотного, 150, Київ, 03680, Україна.

E-mail: dzvyad@yahoo.com; ovsaiapina@gmail.com

Диференціальний метод кондуктометричних вимірювань не вирішує повністю проблему впливу зміни фонові електропровідності робочих буферних розчинів на результати перетворення відгуків біосенсора. Зміна фонові електропровідності буферного розчину під час додавання високопровідного аналіту діє як синфазна завада і викликає адитивну похибку. У статті розглянуто новий метод вимірювання та структуру пристрою для кількісного визначення аналітів, які забезпечують значне зменшення похибки вимірювання, пов'язаної зі зміною фонові електропровідності, викликаної введенням аналіту в робочий розчин перед генерацією інформаційного сигналу. Наведено структурну схему пристрою і векторну модель процесу балансування його вимірювального кола. Показано переваги розробленого методу і біосенсорного аналізатора задля застосування за можливих змін параметрів перетворювача та умов вимірювання. Бібл. 37, рис. 4.

Ключові слова: диференціальні кондуктометричні біосенсори, імпеданс, вимірювання, синфазний вплив, еквівалентна електрична модель.

Надійшла 06.08.2021
Остаточний варіант 09.09.2021

ПРЕЦИЗІЙНИЙ БАГАТОФАЗНИЙ КАЛІБРАТОР ДЛЯ ПЕРЕВІРКИ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАННЯ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛІВ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖ

О.Л. Карасінський^{*}, канд.техн.наук, Ю.Ф. Тесик^{**}, докт.техн.наук, Р.М. Мороз^{***}, канд.техн.наук
 Інститут електродинаміки НАН України,
 пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,
 e-mail: luckyposhta@gmail.com

Запропоновано та проаналізовано принципи функціонування спеціалізованого багатофазного калібратора (БФК) напруг і струмів, в якому параметри сигналів багатофазного генератора (БФГ) коригуються за результатами вимірювань прецизійного вимірювача параметрів (ВП) сигналів електричних мереж за алгоритмом мікроконтролера (МК). Розроблено і досліджено алгоритм корекції параметрів вихідних сигналів БФГ шляхом урахування результатів вимірювання вказаних параметрів в ВП. Запропоновано еквівалентну схему корекції n -ої гармоніки. За результатами досліджень у серійне виробництво впроваджено високоточний калібратор параметрів сигналів електричної мережі. Бібл. 20, рис. 5.

Ключові слова: багатофазний калібратор параметрів електроенергії, трифазна мережа, мікроконтролер, аналого-цифровий перетворювач, цифро-аналоговий перетворювач, корекція похибок.

Вступ. Під час налагодження та перевірки пристроїв для вимірювання параметрів електричної енергії (лічильники електроенергії, вимірювачі показників якості та ін.) [1–2] передбачається застосування багатофазних генераторів (БФГ) [3–7] для моделювання реальних параметрів сигналів електричної мережі – напруг до декількох сотень вольт, струмів до сотень ампер та показників якості електроенергії [8]. Створення генераторів з високими метрологічними характеристиками, які забезпечують зазначені діапазони струмів і напруг, досить амбітна задача, пов'язана в основному зі складністю побудови потужних вихідних підсилювачів з нормованими метрологічними характеристиками з похибками на рівні десятих і сотих часток відсотка [9–17].

Мета роботи. Розробити і дослідити принцип функціонування БФК та корекції його вихідних сигналів з урахуванням результатів вимірювання параметрів напруг і струмів в ВП за загальним алгоритмом МК та створити на цій основі мультифункціональний, прецизійний і портативний калібратор параметрів електроенергії.

Основні матеріали дослідження. Досвід по розробці засобів вимірювання параметрів трифазних мереж і аналіз потреб в метрологічному забезпеченні показали доцільність застосування автономних повірочних установок і високоточних мультиметрів – вимірювачів параметрів

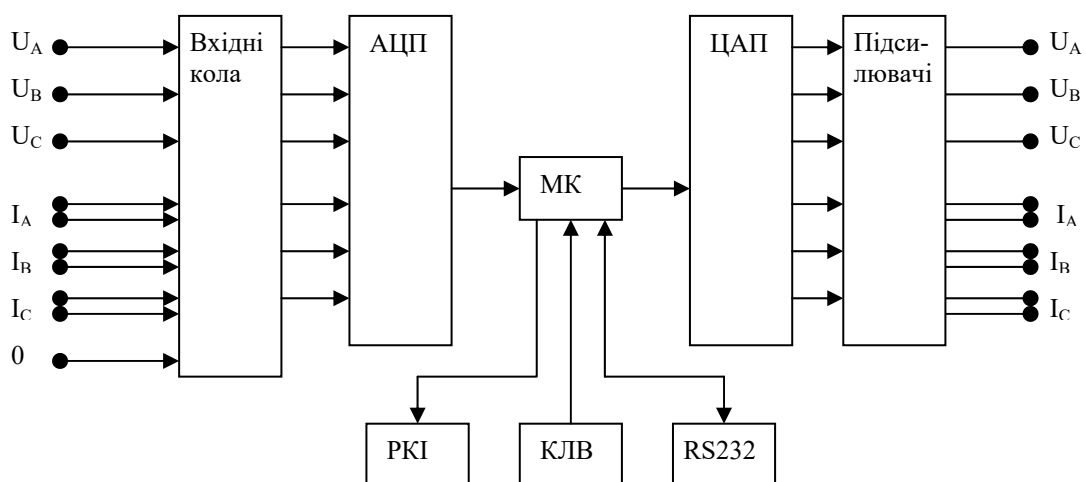


Рис. 1

електричних мереж. Причому бажано було б, щоб ці прилади входили в єдиний комплект або блок. Досвід з керування БФГ з метою його корекції за допомогою ПЕОМ [18], а також напрацьована схемотехніка і програмне забезпечення МК [19, 20], надали змогу розробити БФГ та ВП у вигляді переносного малогабаритного калібратора, блок схему якого наведено на рис. 1.

Центральним елементом цієї схеми є МК, забезпечений традиційними для нього атрибутами – клавіатурою (КЛВ), рідинно-кристалічним індикатором (РКІ) і схемою сполучення через інтерфейс RS232 або будь-який інший. Вхідні сигнали напруг U_A, U_B, U_C і струмів I_A, I_B, I_C через вхідні кола надходять на входи багатоканального аналого-цифрового перетворювача (АЦП). Кодовані вибірки миттєвих значень використовуються для розрахунку параметрів, що вимірюються. Ці параметри виводяться на РКІ та/або через інтерфейс RS232 в зовнішню ПЕОМ. Одночасно у відповідних розділах меню в МК або через інтерфейс вводяться параметри вихідних сигналів БФГ. Ці параметри за певними алгоритмами перетворюються в коди миттєвих значень вибірок вихідних сигналів, які заносяться в цифро-аналоговий перетворювач (ЦАП), а потім підсилюються [19]. Таким чином, маємо як би два пристрої (ВП і БФГ), керовані одним МК. За допомогою перемикачів (не показані на рис. 1) пристрій можна налагодити для роботи в декількох режимах: власне тільки ВП або тільки генератор або у вигляді системи, охопленої зворотним зв'язком, коли виходи БФГ з'єднуються з входами ВП, як це показано на рис. 2.

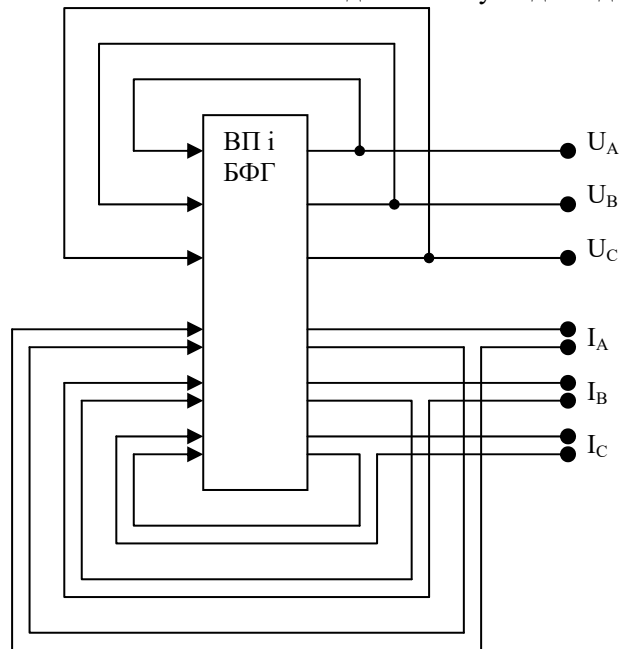


Рис.2

Зазвичай задають першу (основну) гармоніку і кілька вищих гармонік. У нашому варіанті реалізації пристрою є можливість задавати крім першої гармоніки ще до трьох вищих гармонік з довільними номерами від 2-ї до 40-ї. Вихідні сигнали БФГ описуються виразами [19]

$$\begin{aligned}
 u_A(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} U_{Ak} \cdot \sin(k\omega t + \varphi_{UAk}), & i_A(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} I_{Ak} \cdot \sin(k\omega t + \varphi_{IAk}), \\
 u_B(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} U_{Bk} \cdot \sin(k\omega t + \varphi_{UBk}), & i_B(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} I_{Bk} \cdot \sin(k\omega t + \varphi_{IBk}), \\
 u_C(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} U_{Ck} \cdot \sin(k\omega t + \varphi_{UCk}), & i_C(t) &= \sum_{k=1}^{K_{\max}} I_{Ck} \cdot \sin(k\omega t + \varphi_{ICk}),
 \end{aligned} \tag{1}$$

де $u_A(t), u_B(t), u_C(t), i_A(t), i_B(t), i_C(t)$ – миттєві значення вихідних сигналів БФГ, $U_{Ak}, U_{Bk}, U_{Ck}, I_{Ak}, I_{Bk}, I_{Ck}, \varphi_{UAk}, \varphi_{UBk}, \varphi_{UCk}, \varphi_{IAk}, \varphi_{IBk}, \varphi_{ICk}$ – амплітуди та початкові кути зсуву фаз k -их гармонік фазних напруг та струмів, K_{\max} – найбільший номер задаваної гармоніки, $\omega = 2\pi f_1$, де f_1 – частота 1-ої гармоніки.

Вимірювання вихідних параметрів БФГ в ВП засноване на використанні дискретного перетворення Фур'є (ДПФ), яке дає змогу отримати ортогональні складові гармонік сигналів, за якими потім розраховуються їхні діючі значення і кути зсуву фази (КЗФ) [20].

Спочатку в лабораторних умовах за розірваному зворотному зв'язку (рис. 1) здійснюється калібрування ВП. Це досить трудомісткий і тривалий процес, він виконується на стадії виготовлення і здачі в експлуатацію виробу та за чергового калібрування, яке проводиться з періодичністю один - три роки. Потім замикається зворотний зв'язок (рис. 2), і пристрій переходить в робочий режим БФГ з нормованими значеннями параметрів.

Блок схему алгоритму функціонування ВП та БФГ наведено на рис. 3. Ця схема відображає послідовність перетворення і використання масивів даних, які відображають процес вимірювання в ВП та корекцію параметрів, що задаються БФГ. Параметри БФГ, що задаються, встановлюються або вручну (за допомогою клавіатури МК), або заносяться через інтерфейс. В результаті отримуємо

масив **ParamsX** із заданих діючих значень і КЗФ гармонік. Окрема процедура використовується для установки частоти основної гармоніки і відповідного їй періоду дискретизації вхідних і вихідних сигналів. Параметри **ParamsX** коригуються з урахуванням параметрів **ParamsZ**, отриманих в результаті вимірянних значень вихідних сигналів. У підсумку отримуємо скориговані значення параметрів **ParamsY**, на підставі яких синтезуються миттєві значення вихідних сигналів БФГ, які виводяться в ЦАП.



Рис. 3

Виміряні параметри **ParamsZ** отримуємо в ВП за допомогою ДПФ, при цьому частота дискретизації вхідних сигналів ВП збігається з частотою дискретизації вихідних сигналів БФГ, відповідно на виміряні діючі значення і КЗФ гармоніки не впливають інші гармоніки. Тому алгоритм корекції вихідних сигналів БФГ ідентичний для всіх каналів напруг і струмів та заданих гармонік. На рис. 4 наведено еквівалентну схему корекції n -ої гармоніки в одному з каналів.

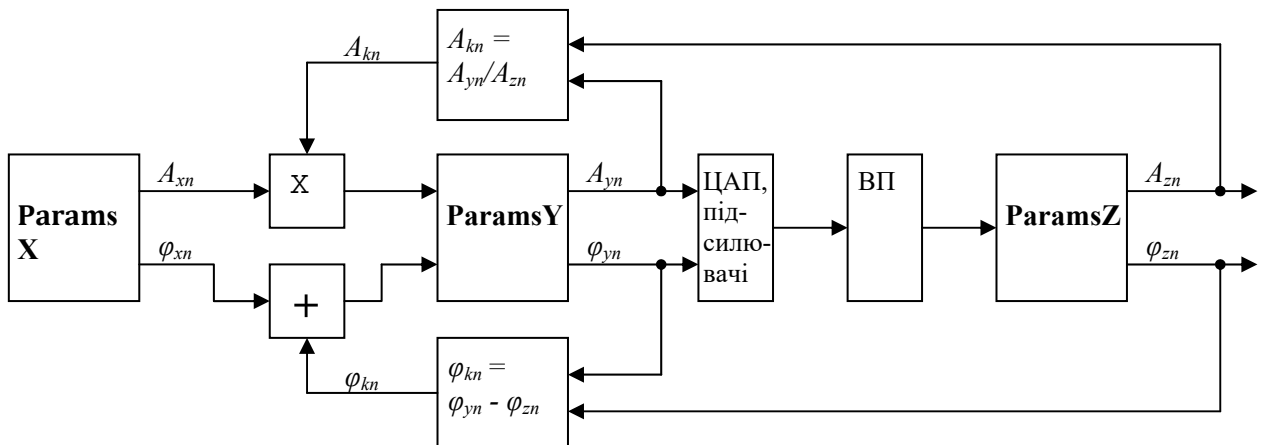


Рис. 4

З сукупності заданих параметрів **ParamsX** виділяються амплітуда A_{xn} та КСФ φ_{xn} . Амплітуда A_{xn} множиться на поправочний коефіцієнт A_{kn} , а до заданого значення φ_{xn} додається коригувальне значення φ_{kn} . Таким чином отримуємо складові **ParamsY**

$$A_{yn} = A_{xn} \cdot A_{kn}, \quad \varphi_{yn} = \varphi_{xn} + \varphi_{kn}, \quad (2)$$

які використовуються для синтезу кодів миттєвих значень сигналів на виходах ЦАП.

Виміряні значення параметрів A_{zn} і φ_{zn} використовуються задля розрахунку коригувальних значень

$$A_{kn} = A_{yn} / A_{zn}, \quad \varphi_{kn} = \varphi_{yn} + \varphi_{kz}. \quad (3)$$

Цикл вимірювання вихідних параметрів БФГ **ParamsZ**, обчислення поправочних коефіцієнтів і корекція даних **ParamY**, що посилаються в БФГ, можна повторити кілька разів, до тих пір, поки похибки завдання сигналів не досягнуть прийнятних значень.

Пари значень амплітуди і КСФ (A_{xn}, φ_{xn}) , (A_{yn}, φ_{yn}) , (A_{zn}, φ_{zn}) , (A_{kn}, φ_{kn}) зручно представляти в комплексній формі $A \cdot e^{j\varphi}$, відповідно у вигляді комплексних чисел X , Y , Z , K . Операції множення $A_{xn} \cdot A_{kn}$ і складання $\varphi_{xn} + \varphi_{kn}$ у формулі (2) відповідають множенню комплексних чисел $X \cdot K$. Тоді схему на рис. 4 можна привести до наступної схеми (рис. 5), а формули (2) і (3) приймуть вигляд

$$K = Y / Z, \quad Y = X \cdot K. \quad (4)$$

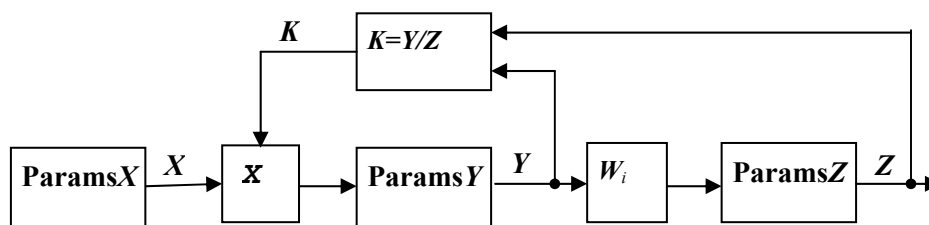


Рис. 5

Розглянемо в загальному вигляді як відбувається процес корекції похибок БФГ. Стан системи (для n -го каналу і деякої гармоніки) після i -го циклу корекції похибок буде Y_i , Z_i , K_i . Передбачається, що задане значення сигналу X залишається незмінним. При цьому величини сигналів (кодів) на вході і виході n -го каналу БФГ пов'язані співвідношенням

$$Z_i = Y_i \cdot W_i, \quad (5)$$

де W_i – коефіцієнт передачі n -го каналу в інтервалі часу, коли проводиться ця корекція. Для наступного $(i+1)$ -го циклу корекції відповідно до формули (4), отримаємо

$$K_{i+1} = Y_i / Z_i, \quad Y_{i+1} = X \cdot K_{i+1}, \quad Z_{i+1} = Y_{i+1} \cdot W_{i+1}, \quad (6)$$

де W_{i+1} – коефіцієнт передачі n -го каналу вже в інтервалі часу, коли проводився наступний $(i+1)$ -й цикл корекції.

З формул (5) і (6) можна знайти значення вихідного сигналу n -го каналу БФГ після завершення $(i+1)$ -го циклу корекції. Після всіх перетворень отримаємо

$$Z_{i+1} = X \cdot W_{i+1} / W_i. \quad (7)$$

Як видно з формули (7) після кількох циклів корекції значення вихідних сигналів БФГ сходяться до сталого значення, тому що значення коефіцієнтів передачі каналів W в суміжних інтервалах корекції мало відрізняються один від одного. Незначна зміна цих коефіцієнтів можлива через нелінійність коефіцієнта передачі підсилювача або через тимчасову нестабільність. В ідеальному випадку у разі лінійних підсилювачів або незначній зміні рівня сигналів урівноваження системи відбувається за один цикл. Фактично, особливо при перемиканні між точками перевірки, для яких рівні сигналів відрізняються в десятки разів, може знадобитися від двох до п'яти циклів ітерацій, причому, як показали спостереження, практично вже відразу після першої ітерації похибки завдання сигналів не перевищують 1%, а після завершення врівноваження – похибки завдання сигналів не більше 0.01%. Тобто, виходячи з (7), похибка завдання сигналів оцінюється за показниками зразкового ВП і граничне значення похибки БФГ буде визначатися похибкою ВП.

З викладеного випливає, що сутність принципу полягає в покроковому коригуванні похибок відтворених калібратором амплітуд і кутів зсуву фаз першої і вищих гармонійних складових параметрів сигналів електричних мереж шляхом формування ортогональних складових сигналів

першої і вищих гармонік БФГ, перетворення ортогональних складових у складні сигнали мережі, прецизійному вимірюванні цих сигналів, розкладанні вимірюваних ВП сигналів на ортогональні складові, порівнянні ортогональних складових відтворених і вимірюваних сигналів, формуванні корегуючих сигналів і введенні поправок у пам'ять БФГ для отримання нормованих значень параметрів відтворюваних сигналів

Таким чином, точність завдання сигналів повністю визначається похибкою ВП, оскільки в процесі управління системою параметри вихідних сигналів БФГ приймають задані значення, а похибка завдання цих сигналів оцінюється за результатами вимірювання зразкового ВП. Як показує досвід авторів, створення зразкового вимірювального приладу в більшості випадків більш простіше завдання, ніж створення зразкового генератора з аналогічними метрологічними характеристиками. Викладені теоретичні засади, які полягають в поєднанні функціонування зразкового ВП та БФГ, було використано під час розробки прецизійного портативного БФК задля калібрування трифазних лічильників електроенергії.

Висновок. Запропонований ітераційний принцип корекції похибок відтворення параметрів мережевих сигналів з урахуванням результатів вимірювання прецизійного вимірювального перетворювача дав змогу створити унікальний багатофазний калібратор ДНСТ-3к, який пройшов державні метрологічні випробування, налагоджено серійний випуск. Основні його характеристики та калібратора Fluke 6105A для порівняння наведено у таблиці.

Характеристики (основні)	Калібратор ДНСТ-3к	Fluke 6105A
Діапазон фазних напруг СКЗ, В	1 – 270	0 – 356,4
Діапазон фазних струмів СКЗ, А	0,005 – 12	0 – 7.4
Похибка відтворення СКЗ струму і напруги, %	0,01	0,027
Похибка відтворення потужності і електричної енергії, %	0,02	0,0 до ± 0.338
Похибка відтворення параметрів якості електроенергії, %	0,03	–
Діапазон відтворення основної частоти, Гц	47 – 53	16 – 850
Похибка відтворення частоти, Гц	0,01	0,1
Діапазон робочих кутів зсуву фаз між струмами та напругами, град.	± 180	± 180
Похибка установки кутів зсуву фаз, град.	0,01	0,014 – 0,02
Маса, кг	не більше 13	23
Ціна, млн. грн.	0,33	3

Варто відзначити, що характеристики створеного БФК знаходяться на рівні кращих світових взірців, але вартість нижча більше, ніж на порядок.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розвиток теоретичних основ прецизійного вимірювання режимних параметрів електричних мереж і створення нових методів відтворення електричних величин» (Юнітер-7), КПКВК 6541030.

PRECISION MULTIPHASE ELECTRICAL POWER STANDARD FOR THE PARAMETERS OF ELECTRICAL NETWORKS MEASURING DEVICES CALIBRATION

O.L. Karasinskiy, Yu.F. Tesik, R.M. Moroz
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.
E-mail: luckyposhta@gmail.com

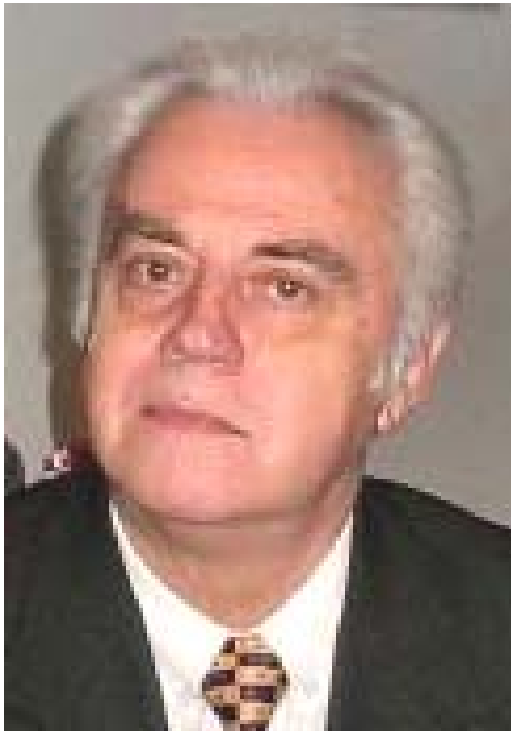
The principles of functioning of the specialized multiphase Electrical Power Standard (EPS) combined with the measuring instrument (MI) of parameters of signals of electric networks controlled by the general microcontroller are offered and analyzed. Methods and algorithms of correction of parameters of output signals of EPS by taking into account results of measurement of the specified parameters in MI are developed and investigated. An equivalent correction scheme of n-th harmonic is proposed. References 20, figures 5.

Key words: Electrical Power parameters Standard, calibrator, three-phase network, microcontroller, analog-to-digital converter, digital-to-analog converter, error correction.

1. Means for measuring electrical and magnetic quantities. General technical conditions. GOST 22261-94. Interstate standard. Minsk: Publishing house of standards. 1995. (Rus)
2. AC active energy meters are static. Accuracy classes 1 and 2. State Standard of Ukraine IEC 61036:2001. Kyiv: DP UkrNDNTs, 2004. 40 p. (Ukr)
3. The 6100B/6105A Electrical Power Quality Calibrator. URL: https://eu.flukecal.com/products/electrical-calibration/electrical-calibrators/6105a-6100b-electrical-power-quality-calibrat?quicktabs_product_details=0 (accessed 02.07.2021).
4. Three-phase programmable source of alternating current and voltage "Energoforma 3.3". Users manual. URL: [https://www.mars-energo.ru/assets/files/software/61/rp-energoforma\(1\).pdf](https://www.mars-energo.ru/assets/files/software/61/rp-energoforma(1).pdf) (accessed 02.07.2021).
5. Source of current and voltage. URL: <https://www.evm.ua/obraztsovoe-oborudovanie/istochniki-nagruzki/istochnik-toka-i-naprjazhenija-pps-400-3> (accessed 04.07.2021)
6. AC calibrators "Resource-K2". Users manual. URL: <http://www.entp.ru/documentation/K2/2/download?PHPSESSID=1916a76953d42973c94cf4c766f08c54> (accessed 12.03.2013)
7. MT Product Series. URL: https://www.zera.de/fileadmin/pdf_and_more/Products/Meters/Portable/MT500_SPECS_EXT_GB_V400.pdf (accessed 02.07.2021).
8. Electromagnetic compatibility. Part 4-30. Test and measurement methods. Measurement of electricity quality indicators (IEC 61000-4-30:2008, IDT). State Standard of Ukraine IEC 61000-4-30. Kyiv: DP UkrNDNTs, 2010. 126 p. (Ukr)
9. Laug O. B. A precision power amplifier for power/energy calibration applications. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 1987. IM-36(4). Pp. 994–1000. DOI: <https://doi.org/10.1109/tim.1987.6312597>
10. Laug O.B. A 100 A, 100 kHz transconductance amplifier. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. Vol. 45. No 2. Pp. 440-444. April 1996. DOI: <https://doi.org/10.1109/19.492763> .
11. Ihlenfeld W.G. A Simple, Reliable, and Highly Stable AC Voltage Amplifier for Calibration Purposes. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2005. Vol. 54(5). Pp. 1964–1967. DOI: <https://doi.org/10.1109/tim.2005.853229>
12. Zajec P., Nastran J. Power calibrator using switched mode voltage source. *IEEE Transactions on instrumentation and measurement*. 2000. Vol. 49. No. 4. Pp.790-794.
13. Lavric H., Voncina D. Zajec P., Pavlovchich F., Nastran J. A precision hybrid amplifier for voltage calibration systems. *Informacije MIDE M*. 2004. Vol. 34. No 1. Pp. 37 – 42.
14. Mohns E., Fricke S., Pauling F. An AC power amplifier for testing instrument transformer test equipment. *Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2016)*. Ottawa, ON, Canada. 2016. Pp. 1-2. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEM.2016.7540559>
15. Bryan C. Waltrip, Owen B. Laug, Thomas L. Nelson A 600 V AC Voltage Amplifier for Power Measurements. *Transactions on instrumentation and measurement*. 2015. Vol. 64. No 6. Pp. 1373-1377. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEM.2014.6898268>
16. Tesik Yu.F., Karasinskiy O.L., Moroz R.N. Digital-to-analog converter for higher current applications in portable metrology power sources. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2016. No 5. Pp. 82-84. DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2016.05.082> (Ukr)
17. Liu J., Zhang D., Wang M., Huang L., Zhao D. A Cascaded Linear High-Voltage Amplifier Circuit for Dielectric Measurement. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2016. Vol. 63. No 3. Pp. 1834-1841. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2498129> .
18. Karasinskiy O.L., Tesik Yu.F., Shuvalov G.I., Kolomiets E.A. Algorithm for the calibration of a polyphase generator for modeling the parameters of a three-phase network. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2006. No 5. Pp. 77-79. (Rus)
19. Karasinskiy O.L., Tesik Yu.F. Multiphase generator for simulating the parameters of a three-phase network. *Pratsi Institutu Elektrodynamiki NAN Ukrainy*. 2001. Pp. 98-104. (Rus)
20. Karasinskiy O.L., Tesik Yu.F. Microprocessor-based measuring transducer of electrical network parameters. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2003. No 5. Pp. 69-75. (Rus)

Надійшла 07.06.2021
Остаточний варіант 09.09.2021

**ДО 85-РІЧЧЯ ДОКТОРА ТЕХНІЧНИХ НАУК
КОСТЯНТИНА ОЛЕКСАНДРОВИЧА ЛИПКІВСЬКОГО**



14 листопада виповнюється 85 років з дня народження доктора технічних наук, професора Липківського Костянтина Олександровича, яскравого представника української еліти. Свій трудовий шлях він розпочав лаборантом у Київському політехнічному інституті, по закінченні якого у 1959 році був зарахований на посаду інженера в Інститут електротехніки АН УРСР (зараз – Інститут електродинаміки НАН України). Все подальше його творче життя пов'язане з цим закладом, у якому він захистив кандидатську, докторську дисертацію, отримав звання професора. Тут він пройшов усі щаблі професійного росту і займав різноманітні посади від інженера до провідного наукового співробітника.

Серед науковців К.О. Липківський відомий як спеціаліст у галузях перетворення параметрів електроенергії, силової напівпровідникової техніки, систем вторинного електроживлення. Він талановитий та ініціативний спеціаліст, який ефективно на високому професійному рівні розв'язує різноманітні як технічні, так і організаційні задачі. У творчому доробку К.О. Липківського особиста монографія, близько 300 статей, препринтів і доповідей, більше 100 патентів.

Основну увагу у науковій діяльності Липківський К.О. приділив дослідженню перетворювачів параметрів електромагнітної енергії, в результаті чого був створений узагальнюючий підхід до їхнього нового, окремого класу та введено поняття трансформаторно-ключової виконавчої структури (ТКВС), яке дало змогу вирішити важливу наукову проблему синтезу та оптимізації даних структур за ранжируемими показниками якості, що має велике значення для практичної реалізації високоефективних пристроїв різного функціонального призначення й відкриває нові широкі перспективи для виробників засобів силової електроніки. За безпосереднього керівництва Липківського К.О. розроблено метод синтезу трансформаторно-ключових виконавчих структур, заснований на комбінаторно-топологічній оптимізації їхніх схемних рішень і алгоритмів роботи. Ним запропоновано принципи побудови ТКВС, що ґрунтуються на декомпозиції множини ключів; визначено шляхи зміни параметрів, які впливають на важливі показники якості ТКВС; розроблено метод топологічного перетворення ТКВС, який дозволяє створювати ефективні конфігурації виконавчих структур й дає можливість модифікувати структури одного типу в інші; розглянуто особливості комплексування структур дискретних стабілізаторів напруги з розподілом енергії, що регулюється та не регулюється; досліджено питання дуальності побудови ТКВС регуляторів та стабілізаторів напруги змінного струму; розроблено метод розрахунку трансформуючих елементів з секціонуванням обвиток у складі ТКВС перетворювачів напруги, що дає змогу врахувати неоднаковість струмового завантаження окремих секцій обвитки; сформовано емпіричні залежності параметрів секцій трансформуючого елемента ТКВС випрямлячів постійної напруги та кількості рівнів напруги, що додається, застосування яких дає змогу синтезувати структури перетворювачів з високою ефективністю використання напівпровідникових ключових елементів ТКВС.

К.О. Липківським розроблено наукові основи побудови ТКВС перетворювачів напруги змінного струму з високою якістю вихідної напруги й зниженим впливом на мережу живлення,

визначено шляхи побудови ТКВС трифазних перетворювачів напруги, основаних на комплексуванні однофазних блоків.

Результати наукових досліджень К.О. Липківського було використано у процесі розробки низки систем перетворення параметрів електроенергії, зокрема, стабілізаторів та регуляторів змінної та випрямленої напруги; випробувального та технологічного обладнання; імітаторів автономних систем електропостачання. Два типи стабілізаторів мережі випускалися серійно.

К.О. Липківський приділяє велику увагу дослідженню загальних аспектів проблем електротехніки таких, як стан та перспективи розвитку силової електроніки в Україні; силова електроніка та екологія взагалі та електричних мереж зокрема; місце пристроїв нормалізації параметрів електроенергії на енергоринку України; стандартизація у галузі перетворювальної техніки.

За цикл робіт "Розвиток теорії електричних кіл з вентилями та створення на її основі нових технічних засобів корекції параметрів електричної енергії" йому було присуджено премію Національної академії наук України ім. В.М. Хрущова.

Наукову діяльність К.О. Липківський поєднує з науково-організаційною роботою: він був одним з організаторів і вченим секретарем наукової ради НАН України з проблеми "Перетворення параметрів електромагнітної енергії", створення якої у вирішальному ступені сприяло становленню в Україні одного з найважливіших науково-технічних напрямків електротехніки – силової перетворювальної техніки, систематизації й координації досліджень у цьому напрямку.

Костянтин Олександрович приділяє належну увагу науково-педагогічній діяльності, підготовці наукових кадрів вищої кваліфікації: він – заступник голови Спеціалізованої вченої ради Д26.127.01 при ІЕД НАН України.

К.О. Липківський майже 30 років є заступником головного редактора науково-прикладного журналу "Технічна електродинаміка". Він дуже ретельно й відповідально працює над рукописами, що надходять до редакції. У тому, що журнал має високий рейтинг як в Україні, так і за її межами, є його вагомий внесок. Як заступник головного редактора Липківський К.О. тримає у своїх руках і забезпечує заслужений авторитет нашого журналу.

Колектив Інституту електродинаміки НАН України, редакція журналу "Технічна електродинаміка", друзі, колеги, численні учні щиро сердно вітають Костянтина Олександровича з ювілеєм, зичать міцного здоров'я, довгих років плідної наукової праці, творчої наснаги, здійснення всіх задумів, добра, щастя і благополуччя.

Теоретична електротехніка та електрофізика

БАТИГІН Ю.В., ШИНДЕРУК С.О., ЄРЬОМІНА О.Ф., ЧАПЛИГІН Є.О. Електромагнітні процеси в плоскій прямокутній системі з індуктором між тонкими котушками біфіляря 1

БЕЗПРОЗВАННИХ Г.В., КОСТЮКОВ І.О., МОСКВІТІН Є.С Розділення абсорбційних процесів в неоднорідній ізоляції за кривими відновної напруги силових високовольтних кабелів..... 6

ВОЖАКОВ Р.В., КИРИЛЕНКО В.М. Вплив сторонніх джерел теплової енергії на стійкість і пробивну напругу електроізоляції під час її теплового пробою..... 2

ГАЛЬЧЕНКО В.Я., ТРЕМБОВЕЦЬКА Р.В., ТИЧКОВ В.В. Синтез вихрострумівих перетворювачів з об'ємною структурою системи збудження, що реалізує однорідну чутливість в зоні контролю..... 3

ЛАНКІН Ю.М., СОЛОВ'ЙОВ В.Г., РОМАНОВА І.Ю. Моделювання анізотропії питомої електропровідності біологічної тканини, яка виникає за локального стискання електродами для біполярного зварювання 2

ШИДЛОВСЬКА Н.А., ЗАХАРЧЕНКО С.М., ПЕРЕКОС А.О. Особливості розподілів за діаметрами отриманих за субмілісекундній тривалості розрядних імпульсів іскроерозійних частинок алюмінію і лунок на поверхні його гранул 1

ШИДЛОВСЬКА Н.А., ЗАХАРЧЕНКО С.М. Дискретна нелінійно-імовірнісна модель еквівалентного електричного опору шару металевих гранул..... 2

ШИДЛОВСЬКА Н.А., ЗАХАРЧЕНКО С.М. Аналітична нелінійно-імовірнісна модель еквівалентного електричного опору шару металевих гранул.....5

МАКАРЧУК О., CALUS D., MOROZ V. Mathematical model to calculated the trajectories of electromagnetic mill operating elements 2

SHCHERBA A.A., SUPRUNOVSKA N.I., SHCHERBA M.A., ROZISKULOV S.S. Regulation of output dynamic characteristics of electric discharge installations with reservoir capacitors..... 3

VASETSKY Yu.M. Exact analytical and approximate asymptotic calculation methods to determine three-dimensional electromagnetic field near conducting body with flat surface 4

VASETSKY Yu.M., KONDRATENKO I.P. Some physical processes in the application of the electrodynamic method of metal processing 6

Перетворення параметрів електричної енергії

АРТЕМЕНКО М.Ю., КУТАФІН Ю.В., МИХАЛЬСЬКИЙ В.М., ПОЛЩУК С.Й., ЧОПИК В.В., ШАПОВАЛ І.А. Керування паралельним активним фільтром трифазної трипровідної мережі в системі координат методу двох ватметрів.....5

ВОЛКОВ І.В., ПОДОЛЬНИЙ С.В. Енергетичні характеристики резонансного конвертора з дозованою передачею енергії 2

ЛИПКІВСЬКИЙ К.О., МОЖАРОВСЬКИЙ А.Г. Вдосконалення багаторівневого випрямляча у складі вольтододавчого каналу системи живлення постійного струму шляхом декомпозиції його елементів 2

ПАВЛОВ В.Б., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., ПАВЛЕНКО В.Є. Дослідження експериментального зразка бездротового зарядного пристрою електромобіля.....5

Електромеханічне перетворення енергії

ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., РАЙЧЕВ П.О. Еволюція електромагнітних рейкових прискорювачів 1

ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., ГЕРАСКІН О.А. Вплив режимних і експлуатаційних факторів на демпферну систему ротора явно полюсної синхронної машини2

ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., ПОДА М.В. Моделювання процесів енергоперетворення в системі рекуперації енергії коливань шасі транспортних засобів 4

ДЕНИСОВ Ю.О., БУРСАЛА О.О. Вплив пульсацій напруги живлення лінійного електродвигуна на параметри перехідної характеристики контуру струму бортової авіаційної системи позиціонування..... 6

КРИЩУК Р.С., ГАВРИЛЮК С.І., ЦИГАНКОВА Г.А. Енергетичні показники аксіального асинхронного дискового двигуна для суднових навігаційних РЛС 5

РАЩЕПКІН А.П., КОНДРАТЕНКО І.П., КАРЛОВ О.М., КРИЩУК Р.С. Магнітоелектричний перетворювач енергії морських хвиль 4

ЧЕПКУНОВ Р.А. Асинхронний електропривод з керуванням за реактивною потужністю 5

BALIUTA S.M., CHERNENKO P.O., KUIEVDA Iu.V., KUEVDA V.P. Identification of mathematical model of turbine generator unit in presence of uncertainty.....	1
BOLYUKH V.F. Excitation of a pulse electromechanical converter of electrodynamic type from a two-section capacitor energy storage	2
BOLYUKH V.F., SHCHUKIN I.S. Influence of an excitation source on the power indicators of a linear pulse electromechanical converter of induction type	3
GREBENIKOV V.V., GAMALIA R.V., DADYCHYN S.A. Comparative analysis of magnetic systems of permanent magnet motors for tram	5
KIREYEV V.G., AKININ K.P., FILOMENKO A.A. Features and principles of the development of brushless magnetoelectric systems of the return-rotary motion.....	3
PERESADA S.M., BOZHKO S.V., KOVBASA S.M., NIKONENKO Y.O. Robust direct field oriented control of induction generator.....	4

Електроенергетичні системи та устаткування

БАСОК Б.І., БУТКЕВИЧ О.Ф., ДУБОВСЬКИЙ С.В. Техніко-економічні аспекти оцінювання перспектив декарбонізації об'єднаної енергосистеми України	5
ГРЕБЧЕНКО М.В., ЄРЬОМЕНКО Є.В. Швидкодіючий адаптивний захист від коротких замикань в електричних мережах MicroGrid з розподіленою генерацією	1
ЖАРКІН А.Ф., НОВСЬКИЙ В.О., ПОПОВ В.А., ЯРМОЛЮК О.С. Підвищення ефективності керування режимами розподільних мереж за умов застосування розосереджених джерел генерації та засобів акумулювання електроенергії	3
КАРП І.М., НІКІТІН Є.Є., П'ЯНИХ К.Є. Відновлювані джерела в системах енергопостачання міст України	1
КИРИЛЕНКО О.В., БЛІНОВ І.В., ПАРУС Є.В., ТРАЧ І.В. Оцінка ефективності використання систем накопичення електроенергії в електричних мережах	4
КИРИЛЕНКО О.В., ЩЕРБА А.А., КУЧЕРЯВА І.М. Інтелектуальні технології моніторингу технічного стану сучасних високовольтних кабельних ліній електропередачі	6
КОЦАР О.В., РАСЬКО Ю.О. Формування інформаційного забезпечення завдань керування виробітком та відпуском електроенергії теплоелектроцентральної в умовах функціонування лібералізованого ринку електричної енергії	2
ПАНЬКІВ В.І., ТАНКЕВИЧ Є.М., ТАНКЕВИЧ С.Є. Мінімізація впливу насичення магнітопроводів трансформаторів струму на точність високовольтних трифазних первинних вимірювальних каналів з цифровим виходом.....	6
ТУГАЙ Ю.І., КУЧАНСЬКИЙ В.В., ТУГАЙ І.Ю. Застосування керованих пристроїв компенсації зарядної потужності ЛЕП НВН в електричних мережах	1
ЧЕРНЕНКО П.О., СИЧОВА В.В. Удосконалення алгоритму визначення впливу температури повітря на сумарне електричне навантаження енергосистеми для підвищення точності коротко-строгового прогнозування	2
ШПОЛЯНСЬКИЙ О.Г. В. Безпечне вимкнення елегазових вимикачів у повітряних лініях електропередачі.....	6
AGAMALOV O. Grid-forming/following control for converters of renewable energy sources.....	1
RUIQING LIAN, YIRAN YOU, YONG LI, SHIWEI SU Generation-load-storage cooperative optimization scheduling of combined heat and power system considering wind power uncertainty and demand response	6
SYVOKOVYLENKO V.F., LYSENKO V.A. Application of wavelet transform for phase-to-ground fault protection in medium voltage electrical networks	4

Електротехнологічні комплекси та системи

АНДРІЙЧУК В.А., НАКОНЕЧНИЙ М.С., ОСАДЦА Я.М., ФІЛЮК Я.О. Дослідження світлодіодних джерел світла за імпульсного живлення	1
БЕРЕКА В.О., БОЖКО І.В., КОНДРАТЕНКО І.П. Дослідження енергоефективності обробки імпульсним бар'єрним розрядом води в крапельно-плівковому стан.....	3
БОНДАР О.І., ГЛУХЕНЬКИЙ О.І., ГОРИСЛАВЕЦЬ Ю.М., ЗАПАДИНЧУК О.П. Чисельне моделювання теплового стану індукційної каналної печі.....	3
ГУДИМ В.І., КОСОВСЬКА В.В., ЯВОРСЬКА Н.П., ДАНЬКО Т.І. Техніко-економічне обґрунтування доцільності реконструкції трифазної дугової сталеварної електропечі.....	1
ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., ПАВЛОВ В.Б., ЗАПАДИНЧУК О.П. Аналіз ефективності передачі електричної енергії в системі бездротової зарядки акумуляторної батареї електромобіля.....	4

SHERNO O.O., GERASIN O.S., TOPALOV A.M., STAKANOV D.K., HUROV A.P., VYZHOL YU.O. Simulation of mobile robot clamping magnets by circle-field method	3
--	---

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

БРАГИНЕЦЬ І.О., МАСЮРЕНКО Ю.О. Лазерні вимірювальні системи з волоконно-оптичними сенсорами для контролю лінійних параметрів механічних об'єктів	5
КАРАСИНСЬКИЙ О.Л., ТЕСИК Ю.Ф. Корекція похибок у приладах вимірювання параметрів електричної енергії	2
КАРАСИНСЬКИЙ О.Л., ТЕСИК Ю.Ф., МОРОЗ Р.М. Прецизійний багатофазний клібратор для перевірки засобів вимірювання параметрів сигналів електричних мереж	6
ЛАТЕНКО В.І., ОРНАТСЬКИЙ І.А., ФІЛЬ С.О., ЗАЙЦЕВ Є.О. Порівняння метрологічних властивостей схем цифрових перетворювачів для резистивних термосенсорів.....	1
ЛЕВИЦЬКИЙ А.С., ЗАЙЦЕВ Є.О., ПАНЧИК М.В. Автоматизований пристрій для контролю осердя статора потужного турбогенератора.....	5
МАЗМАНЯН Р.О. Впорядковані вибірки некорельованих даних як одноелементні багато-каналні конвертори	3
МАЗМАНЯН Р.О. Багатоканальне конвертування випадкових даних парними елементами впорядкованих вибірок.....	5
МИСЛОВИЧ М.В. Моделі форм представлення навчаючих сукупностей для багаторівневих систем діагностування вузлів електротехнічного обладнання	3
EREMENKO V.S., BABAK V.P., ZAPOROZHETS A.O. Method of reference signals creating in non-destructive testing based on low-speed impact.....	4
MELNYK V.G., BORSCHOV P.I., BELIAEV V.K., VASYLENKO O.D., SLITSKIY O.V. Increasing immunity to noise and industrial interference of highly sensitive measuring channels of the sensor systems	1
MELNYK V.G., BORSCHCHOV P.I., DZYADEVYCH S.V., SAIAPINA O.Y., VASYLENKO O.D. Increasing the sensitivity and metrological reliability of a differential conductometric biosensor system	6

Колонка редактора

ГОРОДЖА Л.В. Видавнича політика журналу «Технічна електродинаміка» – це дотримання принципів академічної доброчесності	3
ГОРОДЖА Л.В. Аналіз наукометричних показників журналу «Технічна електродинаміка» 2018–2020 рр.....	4

Персоналії

ДО 85-РІЧЧЯ члена-кореспондента НАН України І.В.Волкова.....	1
ДО 85-РІЧЧЯ академіка НАН України Б.С. СТОГНІЯ	2
ДО 70-РІЧЧЯ члена-кореспондента НАН України Михальського В.М	4
ДО 70-РІЧЧЯ головного наукового співробітника Інституту електродинаміки НАН України О.Д.ПОДОЛЬЦЕВА	5
ДО 85-РІЧЧЯ доктора технічних наук К.О. Липківського.....	6
Як оформити передплату на журнал «Технічна електродинаміка»?.....	1