



# 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

№5  
2020

**РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ\***

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

**EDITORIAL BOARD\***

**Kyrylenko O.V.,** Editor-in-Chief, Member of N.AS.Ukraine  
**Shydlovskiy A.K.,** Member of NAS Ukraine  
**Butkevych O.F.,** Deputy Editor-in-Chief, Professor  
**Volkov I.V.,** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Zharkin A.F. ,** Corresponding Member of NAS Ukraine  
**Kensitskiy 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  
**Mykhaskiy 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", РЕФЕРАТИВНОМУ ЖУРНАЛІ ВІНІТІ РАН (Росія) та у міжнародних наукометричних базах даних SCOPUS, COMPENDEX, ELIBRARY, EBSCO, PROQUEST.

**Адреса редакції:**

03057, м. Київ, проспект Перемоги, 56, Інститут електродинаміки НАН України.  
Тел. (044) 366 26 57. Email: [ted@icd.org.ua](mailto:ted@icd.org.ua) <http://www.techned.org.ua>

## ЗМІСТ

**Теоретична електротехніка та електрофізика**

GRINCHENKO V.S., TKACHENKO O.O. Mitigation of overhead line magnetic field by grid shield with electrically separated sections .....	5
KUZNETSOV B.I., NIKITINA T.B., BOVDUI I.V. Multiobjective synthesis of two degree of freedom nonlinear robust control by discrete continuous plant .....	10
ПЕРЕСАДА С.М., ЗАЙЧЕНКО Ю.М., ПИЖОВ В.М. Селективність оцінювання вищих гармонік струму трифазної мережі .....	15

**Перетворення параметрів електричної енергії**

ЖАРКІН А.Ф., НОВСЬКИЙ В.О., ЗАПАДИНЧУК О.П., МАРТИНОВ В.В. Особливості побудови двонапрямлених зарядних перетворювачів для реалізації концепції двостороннього енергетичного обміну « <i>vehicle –to –grid</i> » у разі підключення електромобільного транспорту до електричної мережі загального призначення .....	19
OLESCHUK V., ERMURATSKII V. Two-inverter-based photovoltaic installation adjusted by the modified scheme of space-vector modulation .....	26
ЛИПКІВСЬКИЙ К.О., МОЖАРОВСЬКИЙ А.Г. Організація вольтододавчого каналу в структурі відновлюваного джерела енергії постійного струму .....	31
ГУЦАЛЮК В.Я., ЮРЧЕНКО О.М., ЗУБКОВ І.С. Система автоматичного підстроювання частоти інверторів установок індукційного нагрівання з модуляцією щільності імпульсів .....	35

**Електромеханічне перетворення енергії**

КНРЕВТОВА О. Forming the induction motor torque when startin .....	40
ЧОРНИЙ О.П., ЗАЧЕПА Ю.В., МАЗУРЕНКО Л.І., БУРЯКОВСЬКИЙ С.Г., ЧЕНЧЕВОЙ В.В., ЗАЧЕПА Н.В. Локальні автономні джерела енергопостачання для умов надзвичайних ситуацій .....	45

**Електроенергетичні системи та установки**

SHPOLIANSKYI O. Adjustment of the MATLAB surge arrester model parameters .....	49
СИВОКОБИЛЕНКО В.Ф., ЛИСЕНКО В.А. Удосконалення захисту від замикань на землю в розподільних мережах .....	54
REGULSKI P., VEJMERT D. The impact of sampling frequency on the accuracy of travelling wave-based fault protection methods .....	62

LUKIANENKO L., STELIUK A. New approach to simulation of extra-power solar plant with power evacuation by networks of the Chernobyl NPP.....	65
БЛІНОВ І.В., МІРОШНИК В.О., ШИМАНЮК П.В. Оцінка вартості похибки прогнозу «на добу наперед» технологічних втрат в електричних мережах України.....	70

**Електротехнологічні комплекси та системи**

РАЩЕПКІН А.П., КОНДРАТЕНКО І.П., КАРЛОВ О.М., КРИЦУК Р.С. Магнітні сили і струми індуктора для магнітно-імпульсної обробки зварних з'єднань немагнітних тонколистових металів.....	74
ВОЈКО N.I., МАКОГОН A.V. High voltage plant with 3 MW pulse power for disinfection flow of water by nanosecond discharges in gas bubbles .....	80
ВІННИЧЕНКО Д.В., ВІННИЧЕНКО І.Л. Визначення інформаційних координат системи керування високовольтних установок електророзрядної обробки вуглецевмісних газів .....	84

**Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці**

MELESHCHUK D.V. Error of measuring electrolytic conductivity by a cell (Jones type) due to radial displacement of its parts after assembling.....	88
---	----

**CONTENTS**

**Theoretical electrical engineering and electrophysics**

GRINCHENKO V.S., TKACHENKO O.O. Mitigation of overhead line magnetic field by grid shield with electrically separated sections .....5  
KUZNETSOV B.I., NIKITINA T.B., BOVDUI I.V. Multiobjective synthesis of two degree of freedom nonlinear robust control by discrete continuous plant .....10  
PERESADA S., ZAICHENKO Y., PYZHOV V. Selective estimation of three-phase current harmonics .....15

**Conversion of electric energy parameters**

ZHARKIN A.F., NOVSKIY V.O., ZAPADYNCHUK O.P., MARTINOV V.V. Features of construction of bi - directional charging converters for realization of the concept of bilateral energy-exchange "vehicle-to-grid" in distribution networks .....19  
OLESCHUK V., ERMURATSKII V. Two-inverter-based photovoltaic installation adjusted by the modified scheme of space-vector modulation .....26  
LYPKIVSKYI K.O., MOZHAROVSKYI A.G. Organization of a boost channel in the structure of a renewable DC energy source.....31  
HUTSALIUK V.Ya., YURCHENKO O.M., ZUBKOV I.S. Phase-locked loop system of resonance inverters for induction heating instalation with pulse density modulation.....35

**Electromechanical energy conversion**

KHREBTOVA O. Forming the induction motor torque when startin .....40  
CHORNYI O.P., ZACHEPA Iu.V., MAZURENKO L.I., BURYAKOVSKIY S.G.,  
CHENCHEVOI V.V., ZACHEPA N.V. Local autonomous sources of energy supply for emergencies ...45

**Electric power systems and installations**

SHPOLIANSKYI O. Adjustment of the MATLAB surge arrester model parameters .....49  
SYVOKOBYLENKO V.F., LYSENKO V.A. Earth fault protection improvement on distribution networks .....54  
REGULSKI P., BEJMERT D. The impact of sampling frequency on the accuracy of travelling wave-based fault protection methods .....62  
LUKIANENKO L., STELIUK A. New approach to simulation of extra-power solar plant with power evacuation by networks of the Chernobyl NPP.....65  
BLINOV I., MIROSHNYK V., SHYMANIUK P. The cost of error of "day ahead" forecast of technological losses of electrical energy .....70

## **Electrotechnological complexes and systems**

RASCHEPKIN A.P., KONDRATENKO I.P., KARLOV A.N., KRYSHCHUK R.S.

Magnetic forces and currents of the inductor for magnetic-pulse processing of welding joints of non-magnetic thin sheet metals.....74

BOJKO N.I., MAKOGON A.V. High voltage plant with 3 MW pulse power for disinfection flow of water by nanosecond discharges in gas bubbles .....80

VINNYCHENKO D., VINNYCHENKO I. Determination of control system information coordinates of high voltage installations for electrodischarge treatment of carbon-containing gases .....84

## **Information-measuring systems in power engineering**

MELESHCHUK D.V. Error of measuring electrolytic conductivity by a cell (Jones type) due to radial displacement of its parts after assembling.....88

Науковий редактор К.О.ЛИПКІВСЬКИЙ

Редактор І.О.БРАГІНЕЦЬ

---

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 6 від 09.07.2020 р. Включено до Переліку наукових фахових видань України 24.05.2018, категорія «А».

Підписано до друку 27.08.2020 р. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 11,3.

Тираж 200 прим. Зам. 34. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

---

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

## MITIGATION OF OVERHEAD LINE MAGNETIC FIELD BY GRID SHIELD WITH ELECTRICALLY SEPARATED SECTIONS

V.S. Grinchenko\*, O.O. Tkachenko\*\*

State Institution “Institute of Technical Problems of Magnetism of the National Academy of Sciences of Ukraine”,  
19, Industrialna st., Kharkiv, 61106, Ukraine.

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

*The paper deals with the mitigation of the overhead line magnetic field by a U-shaped grid shield. We consider grid shields made of conductors, which are grouped into electrically separated sections. Conductors within each section are connected in parallel. We vary the number of sections and their topology. Also we vary the parameters of arms of the U-shaped grid shield, namely the length and the number of conductors. We show that the U-shaped grid shield with two electrically separated sections is advisable to use. The one section consists of conductors of a U-shaped shield stem. Another section consists of conductors of both arms connected in parallel. Also we show that the number of conductors in the arm can be reduced to five, if the quantity of metal of the arm is kept. References 10, figures 3, table 1.*

**Keywords:** overhead line, magnetic field, shielding, reference level.

**Introduction.** The 10-330 kV overhead lines cross urban areas in Ukraine. They were built over the last 50 years without taking into account modern reference levels for the magnetic field. In the past decade the energy industry of Ukraine has received the reference level in 0.5  $\mu\text{T}$  for living spaces [1]. The overhead line magnetic field depends on a current load, an arrangement of conductors, and a distance to a building. Nevertheless the magnetic field often exceeds the reference level inside buildings closed to overhead lines. As the magnetic field penetrates inside with almost no attenuation [2], some measures to reduce it are to be taken.

The overhead line reconstruction is the most efficient method to reduce the magnetic field. The one way is to move the overhead line away from residential buildings. Another way is to replace it by the underground cable line. However the reconstruction needs significant capital expenditures, which limits its practical application. So the shielding of the overhead line magnetic field is more promising to meet modern reference levels.

In general, different types of shields are used to reduce the power line magnetic field. Each of them has advantages and disadvantages. Active loops provide comparably high shielding efficiency [3]. But they require a source of electrical energy (to generate the current in conductors), detectors, and a control system. Also expenses for maintenance checkup are relatively high. Passive loops are free of these disadvantages, but their shielding efficiency is comparably low [4]. Magnetic shields are made of materials with high permeability. They are used for the cable line magnetic field mitigation, when “shielding of a source” technique is implemented [5]. For “shielding of a subject” technique implementation the electromagnetic shields are used [6]. They are usually made of aluminum due to its relatively high conductivity and low price. Traditionally electromagnetic shields consist of plates making it difficult to install on building walls.

A novel approach to overhead line magnetic field mitigation is proposed in [7]. It is based on the usage of so-called grid shields made of aluminum conductors. Note that similar types of shields are used to develop electric machines with low-level external magnetic field [8]. To increase shielding efficiency on edges of shields, the U-shaped grid shields are proposed in [9]. The recent papers show, that efficiencies of overhead line magnetic field reduction by the grid shield and by the electromagnetic shield are similar, if their shapes and quantities of metal are the same. Compared to traditional electromagnetic shields, the grid shields are more ergonomic because of their transparency to natural light. The disadvantage of known grid shields is the necessity to connect all its conductors in parallel.

The **goal** of this paper is to simplify the grid shield topology while maintaining the shielding efficiency of the overhead line magnetic field.

**Prototype of shield.** The study is based on the assumption that infinitely long conductors of the overhead line are parallel to each other. Parameters of the overhead line and the building are taken from [7, 9]. The coordinates of conductors are  $x_1=x_2=x_3=-20$  m,  $y_1=-4$  m,  $y_2=0$ ,  $y_3=4$  m. The ground level corresponds to  $y=-20$  m. The overhead line runs at frequency 50 Hz. The RMS current is 1000 A and the initial phases of currents are  $\varphi_1=-2\pi/3$ ,  $\varphi_2=0$ ,  $\varphi_3=2\pi/3$ . We use [2] to calculate the RMS value of the magnetic field  $B_0$  of the overhead line in a free space. Fig. 1 shows the distribution of  $B_0$ . The building is marked with smooth and dashed lines. It is 40 m high, 20 m width, and 20 m away from the overhead line. The RMS value  $B_0$  exceeds the reference level  $0.5 \mu\text{T}$  in the whole building.

Based on recent research [7, 9] we choose the following U-shaped grid shield as the prototype. The prototype is made of 121 conductors parallel to each other and to the overhead line. All conductors are connected in parallel. The diameter of each conductor is 8 mm. The distance between adjacent conductors is equal to 0.5 m. The U-shaped smooth line in Fig. 1 shows the arrangement of cross-sections of conductors.

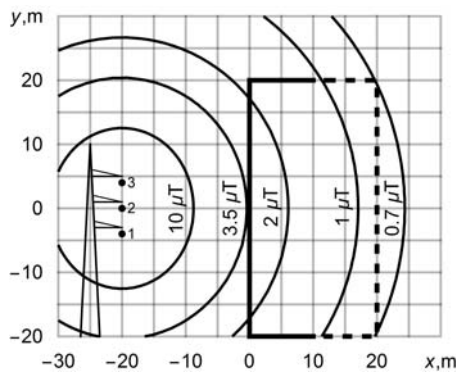


Fig. 1

The prototype has two arms 10 m long. Cross-sections of 21 conductors are arranged along each of arms. Their coordinates are  $x_k=(0.5 \cdot k)$  m,  $y_k=\pm 20$  m, where counter  $k$  goes from 0 to 20. Cross-sections of remaining conductors are arranged along the vertical 40 m high. This part of the shield we call the stem. Their coordinates are  $x_k=0$ ,  $y_k=(-20+0.5 \cdot k)$  m, where counter  $k$  goes from 1 to 79.

We use a model developed in [7] to calculate the magnetic field shielded by the prototype. We modify the model assuming the current density being uniform in each overhead line conductor. So an equation for the phasor of the magnetic vector potential  $\dot{A}$  has the following form:

$$\frac{\partial^2 \dot{A}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{A}}{\partial y^2} - j\mu_0\omega\sigma\dot{A} + \mu_0\dot{\delta} = 0, \quad (1)$$

where  $j$  is an imaginary unit;  $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m is the vacuum permeability;  $\omega=2\pi \cdot 50$  rad/s is the angular frequency;  $\sigma=3.5 \cdot 10^7$  S/m is the conductivity of aluminum, and  $\sigma$  goes to zero for the non-conductive ambient;  $\dot{\delta}$  is a density current phasor for overhead line conductors, and it goes to zero for the non-conductive ambient and conductors of the shield.

The density current phasor  $\dot{\delta}$  is defined as the ratio of current phasor of the overhead line conductor to its cross-section  $S_k$ . So

$$\dot{\delta}_k = 1000\sqrt{2} \cdot e^{j\varphi_k} / S_k, \quad (2)$$

where subscript  $k$  goes from 1 to 3.

The boundary conditions between conductive domains (conductors of the overhead line and the shield) and the non-conductive ambient are the following:

$$\begin{cases} \dot{A}_i = \dot{A}_e, \\ \partial \dot{A}_i / \partial n = \partial \dot{A}_e / \partial n, \end{cases} \quad (3)$$

where subscripts  $i$  and  $e$  indicate the location of the observation point  $(x, y)$  inside and outside conductive domains respectively, and  $n$  is the unit vector normal to the boundary surface.

We carry out the numerical simulation with the software package *COMSOL Multiphysics*. Fig. 2, *a* shows the distribution of the magnetic field shielded by the prototype made of 121 conductors. The profile of the prototype is shown schematically with markers. The magnetic field exceeds the reference level only in relatively small corner areas. We use  $\eta = S / S_0 \cdot 100\%$  as a quantitative assessment of shielding efficiency, where  $S_0$  is the total shielding area, and  $S$  includes subareas that meet the reference levels for the magnetic field. According to [1] we take into account only areas distant more than 0.5 m from building walls. Then  $S_0$  is the product of 39 m and 19 m. The analyze of Fig. 2, *a* gives  $S=734 \text{ m}^2$ . So the shielding efficiency  $\eta$  of the prototype is equal to 99.1%.

**Shields with electrically separated sections.** The idea of the simplification of the grid shield topology is to use electrically separated sections. Conductors within the section are connected in parallel, and



there is no electrical connection between separated sections. We consider three types of grid shields with electrically separated sections. Every shield shown in Fig. 2 has 121 conductors. The diameter of every conductor is 8 mm. The arrangement of conductors is the same and the distance between adjacent conductors is 0.5 m. Profiles of shields are shown schematically with markers. Electrically separated sections have different markers.

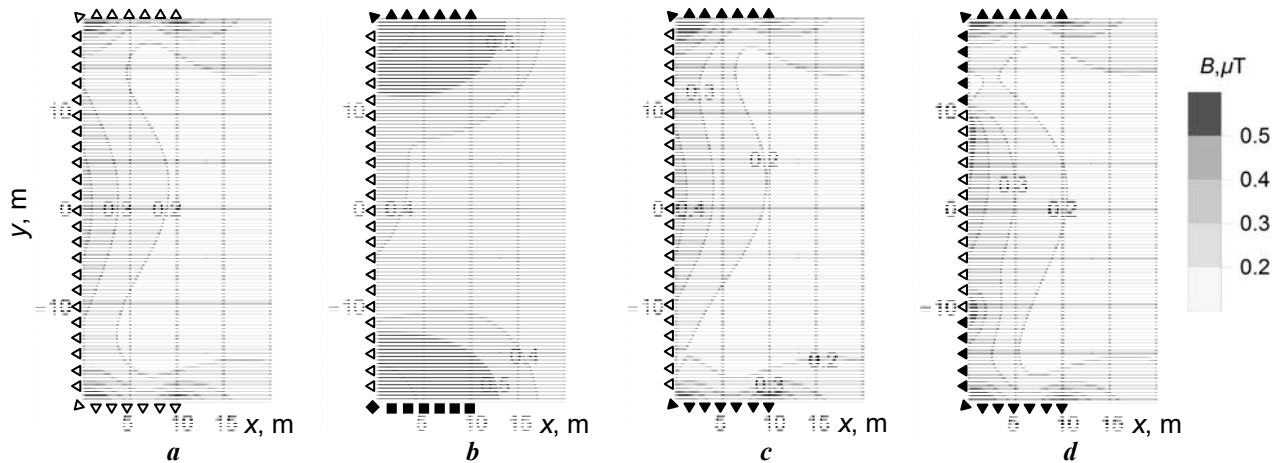


Fig. 2

To simplify the prototype, we divide it into three electrically separated sections shown in Fig. 2, *b*. So conductors are connected in parallel within the stem and within each of arms. To calculate the magnetic field distribution, we add *extra conditions* to the system (1)-(3), namely the total current within every section in equal to zero. Fig. 2, *b* shows that the magnetic field exceeds the reference level in corner areas. The shielding efficiency  $\eta$  of the grid shield with three sections is 78.9 %. We associate the relatively low shielding efficiency with the following. The magnetic field of the overhead line with plane (horizontal or vertical) arrangement of conductors is the superposition of  $\alpha$ - and  $\beta$ -components [10]. The  $\alpha$ -component of the magnetic field decreases faster when moving away from the overhead line. So the overhead line magnetic field approximates its  $\beta$ -component inside the building. The  $\beta$ -component of the magnetic field is created by the loop current in extreme conductors of the overhead line. As the grid shield with three sections does not provide the closed pass for "opposite" eddy currents, the shielding efficiency is low.

To produce the extra closed pass for eddy currents and to increase the shielding efficiency, we connect arms in parallel. In other words, we divide the prototype into two electrically separated sections shown in Fig. 2, *c*. The comparison with Fig. 2, *b* shows the significant decrease of areas where magnetic field exceeds the reference level. The efficiency  $\eta$  of the grid shield with two sections is 98.8 %. And it is negligibly less than the shielding efficiency of the prototype shown in Fig. 2, *a*.

We modify the grid shield with two sections to increase shielding efficiency in corner areas. We connect in parallel the conductors arranged on arms and edges of the stem. The central part of the stem remains electrically separated. The analyze of Fig. 2, *d* gives the shielding efficiency  $\eta=98.3$  %. Compared to the grid shield with simpler topology shown in Fig. 2, *c*, the shielding efficiency changes insignificantly.

So we conclude that the grid shield with two sections shown in Fig. 2, *c* is the most promising. On the one hand, it is simplified relative to the prototype. On the other hand, the parallel connection of arms allows reducing the  $\beta$ -component of the overhead line magnetic field.

**Variation of arm parameters.** To simplify the topology of arms, we investigate the dependence of the shielding efficiency  $\eta$  on arm parameters. We vary the number of conductors and the length of the arm while keeping constant its quantity of metal. As the arrangement and the diameter of conductors of the stem are the same, then the quantity of metal of all grid shields under study is constant.

We consider a set of arm topologies. The number of arm conductors  $N$  takes values 3, 5, 11 and 21. The arm length takes values 0, 2.5 m, 5 m, 10 m, and 20 m. In the limit case of zero length, the quantity of metal of the arm concentrates in the corner conductor of the grid shield. We carry out numerical simulation and calculate the efficiency  $\eta$  of the grid shield for every arm. Fig. 3 shows the results.

As is expected, the grid shield with no arms has the lowest shielding efficiency  $\eta=87.3$  %. And it is less than efficiency of the prototype and the grid shield with two sections shown in Fig. 2, *c*. The grid shield

with no arms provides inefficient magnetic field mitigation in corner areas despite 36.7 mm diameter of its extreme conductors.

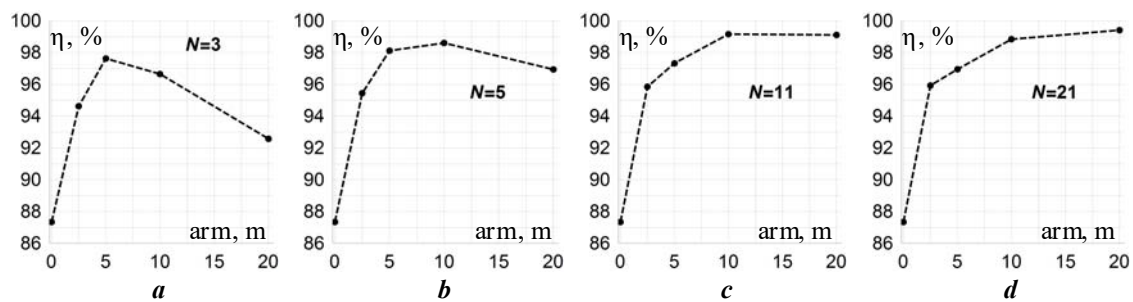


Fig. 3

The increase of arm length leads to more efficient shielding in corner areas. Accordingly the shielding efficiency  $\eta$  increases. Fig. 3, *a* and *b* show absolute maximums of  $\eta$  for 5 m and 10 m arm, respectively. However the further increase of arm length leads to the shielding efficiency decrease. We associate it with the decreasing of gaps between adjacent arm conductors and the magnetic field penetration through arms. Fig. 3, *c* and *d* do not show absolute maximums because of respectively large number of conductors. We collect best cases for every number of arm conductors  $N$  in Table 1. The shielding efficiency is the highest when  $N$  is 11 or 21. But this does not contribute to the topology simplification. So we recommend using 10 m arms length made of 5 conductors. In this case the diameter of arm conductors is 16.4 mm and they are arranged 2.5 m one from another.

$N$ (arm, m)	$\eta$ , %
3 (5)	97.6
5 (10)	98.6
11 (10)	99.2
21 (20)	99.4

**Conclusions.** This paper shows that the topology of the U-shaped grid shield can be simplified while maintaining the shielding efficiency of the overhead line magnetic field. The U-shaped grid shield with two electrically separated sections is the most promising. The one section consists of conductors of the stem, and another one consists of conductors of both arms connected in parallel. The shielding efficiency of this shield is negligibly less than the efficiency of the same shield with all conductors connected in parallel. Moreover the arm topology can be simplified, namely the number of conductors in the arm can be reduced to five and the arm length can be reduced to 10 m.

*Роботу виконано за бюджетною Програмою "Підтримка розвитку пріоритетних напрямів наукових досліджень" (КПКВК 6541230).*

1. Electrical installation regulations. Kyiv: The Ministry of Energy and Coal Mining of Ukraine, 2017. 736 p. (Ukr)
2. Rozov V., Grinchenko V. Simulation and analysis of power frequency electromagnetic field in buildings closed to overhead lines. IEEE First Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering*. Kyiv, Ukraine, 2017. Pp. 500-503. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100538>.
3. Kuznetsov B., Bovdai I., Voloshko A., Nikitina T. Modeling and active shielding of magnetic field in residential buildings located near group of high voltage power lines. IEEE 3rd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems*. Kharkiv, Ukraine, 2018. Pp. 106-109. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2018.8559488>.
4. Budnik K., Machczyński W. Power line magnetic field mitigation using a passive loop conductor. *Poznan University of Technology Academic Journals. Electrical Engineering*. 2013. No 73. Pp. 137-145.
5. De Wulf M., Wouters P., Sergeant P., Dupré L., Hoferlin E., Jacobs S., Harlet P. Electromagnetic shielding of high-voltage cables. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2007. Vol. 316. No 2. Pp. e908-e911. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jmmm.2007.03.137>.
6. Rezinkina M.M., Grinchenko V.S. Usage of electromagnetic shields for power frequency magnetic field mitigation in power industry. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 3. Pp. 15-16. (Rus)
7. Grinchenko V.S. Mitigation of three-phase power line magnetic field by grid electromagnetic shield. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 4. Pp. 29-32. (Rus). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.029>.
8. Dobrodejev P., Volokhov S., Kildishev A. Magnetically quiet shipboard-type electrical equipment: Methods in design and manufacturing. IEEE *Oceans Conference Record*. Nice, France, 1998. Vol. 3. Pp. 1468-1472. DOI: <https://doi.org/10.1109/OCEANS.1998.726314>.

9. Grinchenko V., Pyrohova U. Mitigation of overhead line magnetic field by U-shaped grid shield. IEEE 2nd Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering*. Lviv, Ukraine, 2019. Pp. 345-348.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2019.8879834>.

10. Grinchenko V.S. Alpha-beta transformation approach for the active shielding of flat power line. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 4. Pp. 11-13.

УДК 621.3.013

### **СНИЖЕНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ РЕШЕТЧАТЫМИ ЭКРАНАМИ С ЭЛЕКТРИЧЕСКИ НЕСВЯЗАННЫМИ УЧАСТКАМИ**

**В.С. Гринченко**, канд. техн. наук, **А.О. Ткаченко**, канд. техн. наук  
Государственное учреждение “Институт технических проблем магнетизма НАН Украины”,  
ул. Индустриальная, 19, Харьков, 61106, Украина,  
e-mail: [vsgrinchenko@gmail.com](mailto:vsgrinchenko@gmail.com)

*Рассмотрено уменьшение магнитного поля воздушной линии электропередачи при помощи U-образного решетчатого экрана, состоящего из нескольких электрически несвязанных секций. При исследовании эффективности U-образных экранов также варьировались длина и число проводов рукавов. Показана целесообразность использования экрана, состоящего из двух электрически несвязанных секций. Одной секцией является перемычка U-образного экрана, другой – рукава экрана, соединенные параллельно. Также показано, что число проводов рукава может быть уменьшено до пяти при условии сохранения его металлоемкости. Библ. 10, рис. 3, табл. 1.*

**Ключевые слова:** линия электропередачи, магнитное поле, экранирование, гранично допустимый уровень.

УДК 621.3.013

### **ЗМЕНШЕННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ПОВІТРЯНИХ ЛІНІЙ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧІ ҐРАТЧАСТИМИ ЕКРАНАМИ З ЕЛЕКТРИЧНО НЕЗВ'ЯЗАНИМИ ДІЛЯНКАМИ**

**В.С. Грінченко**, канд. техн. наук, **О.О. Ткаченко**, канд. техн. наук  
Державна установа “Інститут технічних проблем магнетизму НАН України”,  
вул. Індустріальна, 19, Харків, 61106, Україна,  
e-mail: [vsgrinchenko@gmail.com](mailto:vsgrinchenko@gmail.com)

*Розглянуто зменшення магнітного поля повітряної лінії електропередачі за допомогою U-подібного ґратчастого екрану, що складається з декількох електрично незв'язаних секцій. Під час дослідження ефективності U-подібних екранів також варіювалися довжина і число проводів рукавів. Показано доцільність використання екрану, що складається з двох електрично незв'язаних секцій. Однією секцією є перемичка U-подібного екрану, іншою – рукава екрану, з'єднані паралельно. Також показано, що число проводів рукава може бути зменшено до п'яти за умови збереження його металоємності. Бібл. 10, рис. 3, табл. 1.*

**Ключові слова:** лінія електропередачі, магнітне поле, екранування, гранично допустимий рівень.

Надійшла 29.04.2020  
Остаточний варіант 06.05.2020

## MULTIOBJECTIVE SYNTHESIS OF TWO DEGREE OF FREEDOM NONLINEAR ROBUST CONTROL BY DISCRETE CONTINUOUS PLANT

B.I. Kuznetsov<sup>1\*</sup>, T.B. Nikitina<sup>2\*\*</sup>, I.V. Bovdvi<sup>1\*\*\*</sup>

<sup>1</sup> Institute of Technical Problems of Magnetism National Academy of Sciences of Ukraine, 19, Industrialna st., Kharkiv, 61106, Ukraine.

E-mail: [kuznetsov.boris.i@gmail.com](mailto:kuznetsov.boris.i@gmail.com)

<sup>2</sup> Kharkov National Automobile and Highway University, 25, Yaroslava Mudroho st., Kharkiv, 61002, Ukraine.

*The method of accuracy improving and uncertain plant parameters sensitivity reducing based on multiobjective synthesis of two degree of freedom nonlinear robust control by discrete-continuous plant is developed. Synthesis of nonlinear robust regulators and nonlinear robust observers reduces to Hamilton-Jacobi-Isaacs equations solution. The robust control target vector is choiced by multicriterion nonlinear programming problem solution in which the objective function vectors is direct indexes performance vector that are presented to the system in various modes of its operation. The robust control target vector calculated by synthesized nonlinear robust control system modeling for various modes of system operation with different input signals and for various plant parameters values. The dynamic characteristics modeling end experimental researching results of a synthesized nonlinear electromechanical servo system for system operation various modes with different input signals and for plant parameters various values are given. References 8, figure 1.*

**Key words:** discrete-continuous plant, nonlinear robust control, dynamic characteristics simulation and experimental researches.

**Introduction.** Large space structures – solar panels and spatially distributed antenna arrays of space vehicles, booms of cranes, hands of anthropomorphic robots, gun barrels are discrete-continuous plants (DCP) [1]. When control such plants, it is necessary to take into account the intrinsic mechanical vibrations caused by the elastic properties of these extended plants, which limits the high accuracy that modern electromechanical systems have with standard regulators [2–4]. For such plants sufficiently stringent requirements are for the index performances set in various modes. Often such plants are mounted on a moving base, on which angles, angular rates and angular accelerations sensors are mounted [1]. To improve the existing systems accuracy two degree of freedom (TDOF) control including closed-loop feed back control and open-loop feed forward control by references and the disturbances are implemented [5]. However, in the existing TDOF control using typical regulators, which limit the further accuracy improving of such system.

**The goal of this work** is to improve the control accuracy and reduce the plant parameters uncertain sensitivity based on multiobjective synthesis of two degree of freedom nonlinear robust control by discrete-continuous plants.

**Problem statement.** Consider the DCP mathematical model in solid body and elastic element form. Denote the angle  $\varphi(t)$  for solid body and the deviation  $y(x, t)$  of the points of the rod from its undeformed state. The torques applied to the solid body equals the actuator torque  $T_A(t)$  plus the disturbances torque  $T_D(t)$  minus the turnnion friction torque  $T_F(t)$ . The disturbances torque  $T_D(t)$  acts relative to plant as solid body, and the distributed forces  $F(x, t)$  acts along the length of the DCP as elastic element.

The equations of plant movement can be written as follows:

$$J \frac{d^2 \varphi(t)}{dt^2} - \int_r^{r+l} m_1(x) \frac{\partial^2 y(x,t)}{\partial t^2} dx = T_A(t) + T_D(t) - T_F(t) \quad (1)$$

$$m_1(x) \frac{d^2 \varphi(t)}{dt^2} + m(x) \frac{\partial^2 y(x,t)}{\partial t^2} + EI(x) \frac{\partial^4 y(x,t)}{\partial x^4} + \zeta EI(x) \frac{\partial^5 y(x,t)}{\partial x^4 \partial t} = F(x,t) \quad (2)$$

where  $J_{0G}$  is the inertia moment of solid body plant;  $m_1(x)$  is the mass of the rod, which is connected with the running weight of the rod  $m(x)$  in the ratio  $m_1(x) = m(x)(x + r)$ , in which  $r$  is the distance of the point of at-

© Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdvi I.V., 2020

ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0002-1100-095X>; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-9826-1123>;

\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-3508-9781>

tachment of the rod to the solid body plant,  $EI(x)$  and  $\xi$  is the DCP distributed rigidity and internal damping coefficient.

We introduce the external disturbances models with the state vectors  $x_d(t)$ , the components of which are reference and the disturbances torque, that acts on the plant, and them derivatives. We write the mathematical models of external disturbances in the following form:

$$\frac{dx_d(t)}{dt} = f_d(x_d(t), \omega_d(t), \eta_d(t)), \quad y_d(t) = Y_d(x_d(t), \omega_d(t), \eta_d(t)); \quad (3)$$

where  $\omega_d(t)$ ,  $\eta_d(t)$  are external signal and parametric perturbations vectors [6];  $f_d$  is a nonlinear functions.

Measured external disturbances models output vector are references plant angular position, angular rate and angular acceleration are measured by sensors mounted on measuring systems, as well as the angles, angular rates and angular accelerations are measured by moving base mounted sensors.

**Method of synthesis.** We introduce the extended system with the state vector  $x(t)$  of the extended system, including the plant state vector  $x_p(t)$  and the disturbances state vector  $x_d(t)$ . Then we write the extended system state equation and output equation in the standard form

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x(t), u(t), \omega(t), \eta(t)), \quad y(t) = Y(x(t), \omega(t), u(t)), \quad (4)$$

where  $\omega_{dG}(t)$ ,  $\eta_{dG}(t)$  are the vectors of the external signal and parametric perturbations [6];  $f_{dG}$  is a nonlinear functions. Initial plant model includes DCP model taking into account the finite number of elastic oscillation forms in (1)–(2) and drive motors model [1], moving base suspension effects. Measured output vector of the initial system is formed by different sensors which measured the plant angular, rate and acceleration [1].

Then the task of nonlinear TDOF robust regulator synthesis is the determination of such regulator [6] which, based on the measured output (4) are formed the control  $u(t)$  by the dynamic system is described by the difference state equation and output equation

$$\frac{d\chi(t)}{dt} = G(\chi(t), u(t), \omega(t), \eta(t), y(t)); \quad u(t) = R(\chi(t), y(t)), \quad (5)$$

where  $G$  and  $R$  are nonlinear functions.

We introduce the robust control target vector

$$z(x(t), u(t), \eta(t)) = Z(x(t), u(t), \eta(t)), \quad (6)$$

where  $Z$  is nonlinear function.

Then the synthesis of the nonlinear robust regulator is reduced to determining the nonlinear functions  $R$  by minimizing target vector norm (6) on control vector  $u(t)$  and maximization of the same norm on plant uncertain vector  $\eta(t)$  for the worst case disturbance. Nonlinear functions  $G$  and  $R$  are determined from of the Hamilton-Jacobi-Isaacs equations solutions [6, 7].

Dynamic characteristics of synthesized system including a nonlinear plant (4) is closed by a nonlinear robust controller and nonlinear robust observer (5) are determined by the control system model of the system, the measuring devices parameters and the target vector (6). For the correct definition of the target vector (6), we introduce the unknown parameters vector which is nonlinear target vector function (6) parameterization matrices. We introduce the objective function vector are direct index performance vector that are presented to the system [1]. The index performance vector calculated by modeling of the initial nonlinear system (4), is closed by synthesized nonlinear regulator (5) in various operation modes with different input signals and for plant parameters values various [1]. This multiobjective nonlinear programming problem is solved based on multi-swarm stochastic multi-agent optimization algorithms from Pareto optimal solutions [8].

In such TDOF nonlinear robust control by DCP closed loop feed back control is calculated based on plant state vector, but open-loop feed forward control is calculated based on reference and disturbance models state vector. Moreover, nonlinear robust feed back and feed forward control are calculated simultaneously based on the Hamilton-Jacobi-Isaacs equations solutions [6, 7].

**Implementation example.** As an example of the implementation of synthesized robust control by DCP we consider T-64BM tank 2A46-2 gun stabilization system. This system is designed to guide for given angular positions and contains from two angular position servo systems in elevation and azimuth axis [1]. The system is mounted on the moving base. Closed-loop feed back control is implemented using electric gyroscopic sensors are mounted on the plant in elevation and azimuth axis. This sensors are measured plant angular positions, plant angular rate and plant angular acceleration in elevation and azimuth axis. So the output

vector (3) components are the plant angles, angular rates and angular acceleration in elevation and azimuth axis are measured by electric gyroscopic sensors are mounted on plant in elevation and azimuth axis.

To improve the servo system accuracy two degree of freedom control [5] is implemented. Open-loop feed forward control by reference is realized by means of electric gyroscopic sensors are mounted on measuring systems in elevation and azimuth axis. Open-loop control by disturbance is realized by electric gyroscopic sensors are mounted on the moving base in three planes.

The angular positions references are determined by the separate optical or radio technical measuring systems in elevation and azimuth axis. This measuring systems are mounted on a gyro-stabilized platform. In addition to the references plant angular positions, these measuring systems also are measured the angular rate and angular acceleration of changes in the references plant angular position by electric gyroscopic sensors are mounted on these measuring systems. The output vector components (3) are the references plant angular position, the angular rate and angular acceleration of changes in the references plant angular position are measured by electric gyroscopic sensors are mounted on this measuring systems.

On the moving base are mounted electric gyroscopic sensors of angles, angular rates and angular accelerations in three base rotation axis. The output vector (3) components are the angles, angular rates and angular acceleration in three base rotation axis are measured by electric gyroscopic sensors are mounted on moving base. In addition, linear accelerometers are measured the acceleration of the moving base in three axes also are mounted on the moving base. These accelerometers are used to evaluate the distributed forces  $F(x, t)$  in (1) are acted along the length of the plant as elastic element in elevation and azimuth axes.

The control  $u(t)$  in (3) is the input of the drive motors frequency converters are powered by a synchronous motors with permanent magnets and with direct actuator torques  $T_A(t)$  control in (1) in elevation and azimuth axis.

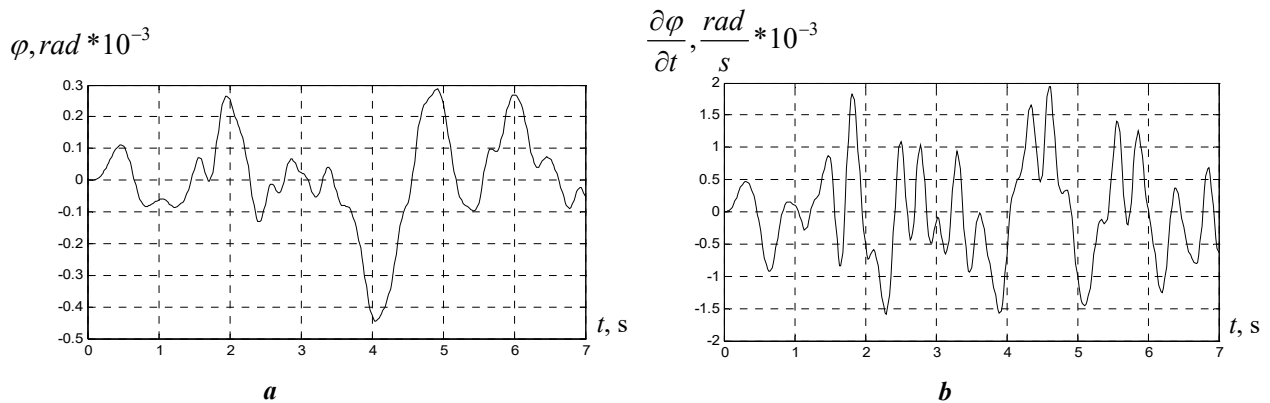
**Computer simulation results.** Comprehensive research of dynamic characteristics and sensitivity to the plant parameters change of the electromechanical system with DCP for T-64BM tank 2A46-2 gun stabilization system with synthesized nonlinear robust regulators are developed. The basis of combat in modern conditions is firing off at a high speed and maneuvering movement of the tank. This operation mode determines potential accuracy of the tank weapon stabilization systems while firing on the move. On Figure are shown state variables random processes implementation of the synthesized electromechanical tank gun stabilization systems in the azimuth axis when the tank is moved at a speed of  $8 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$  along the standard tank route. On Figure are shown: a) the of plant and the given direction deviation angle  $\varphi(t)$  and b) its derivative  $d\varphi(t)/dt$ . As can be seen from this figure, the error of stabilization of a given angle of a tank gun is about 0.3 mrad, which is about 1.7 times less than the error of a system with a typical proportional-differential controller [1] and is corresponded to the modern tank weapons stabilization system accuracy.

During the simulation of the dynamic characteristics of the synthesized electromechanical tank armament stabilization systems, it was found that the use of nonlinear robust control made it possible to reduce more than 1.8 times the time spent on working out the initial angular mismatch of  $0.1 \text{ rad}$  between gun and targets directions. When the plant inertia moment was changed by 30 %, the mining time was changed by less than 10 % while maintaining the level of overregulation, while in the system with a typical regulator, the mining time was changed to 30 % with a significant change in the system overshoot. Thus, the use of nonlinear robust controllers also made it possible to reduce the sensitivity of the system to plant parameters changes as compared to the existing system.

**Experimental researches results.** Experimental researches of T-64BM tank 2A46-2 gun electromechanical servo system as DCP with TDOF nonlinear robust controller in different operating modes are developed. At the beginning the experimental researches of the dynamic characteristics of gun as DCP of robust control are carried out. To measure the deformations of the tank gun barrel caused by elastic vibrations of the barrel strain gages are glued to the barrel of the tank gun at a distance of 0.8 m, 2.3 m and 3.8 m from the gun trunnions axis. Based on these experimental researches, the mathematical model of gun as DCP of robust control (1)-(2) was refined. In particular the experimentally determined resonant frequency of the T-64BM tank 2A46-2 gun barrel elastic vibrations is 10.14 Hz. Experimental research of gun electromechanical servo system confirmed the correctness of computer simulation results.

Based on the analysis of experimental researches and computer simulation results of dynamic characteristics of the synthesized electromechanical tank armament stabilization systems as a DCP are shown that the use of synthesized nonlinear robust regulators made it possible to reduce by 1.7 times the error of stabilization of a given angular position of a tank gun when the tank is moved along the standard tank route, reduce by 1.8–2 times the time spent working off the initial angular misalignment of  $0.1 \text{ rad}$  between the gun

and target directions, reduce by 20 % the system sensitivity to plant parameters changes in comparison with the existing system with standard proportional-differential regulator.



It is shown that experimental and calculated dynamic characteristics does not exceed on 20 %.

**Conclusions.** For the first time the method of multiobjective synthesis of two degree of freedom nonlinear robust control by discrete-continuous plant to accuracy improving and to uncertain plant parameters sensitivity reducing is developed.

The multiobjective synthesis of two degree of freedom nonlinear robust control by discrete-continuous plant is reduced to Hamilton-Jacobi-Isaacs equations solution. The robust control target vector is choice by multicriterion nonlinear programming problem solution. The objective function vectors are direct indexes performance vector that are presented to the system in various modes of its operation. The calculation of the robust control target vector associated to synthesized nonlinear system modeling for system operation various modes with different input signals and for the plant parameters various values.

As a result of synthesis of two degree of freedom nonlinear robust control by discrete-continuous plant are showed that the use of synthesized controllers allowed to improve the control accuracy and to reduce the sensitivity of the system to plant parameters changes in comparison with the existing systems.

Field experimental researches of two degree of freedom nonlinear robust control by electromechanical servo system are shown that experimental and calculated dynamic characteristics does not exceed on 20 %.

1. Binroth W. Closed-loop optimization program for the M60A1 tank gun stabilization system. Rock Island Arsenal, 1975. 251 p.
2. Kondratenko I.P., Zhylytsov A.V., Pashchyn N.A., Vasyuk V.V. Selecting induction type electromechanical converter for electrodynamic processing of welds. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2017. No 5. Pp. 83-88. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2017.05.083>
3. Mazurenko L.I., Dzhura O.V., Romanenko V.I., Bilyk O.A. Numerical investigation of induction generators with two stator windings in welding complexes with pwm current regulators. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2012. No 3. Pp. 83-84. (Ukr)
4. Peresada S., Kovbasa S., Korol S., Zhelinskyi N. Feedback linearizing field-oriented control of induction generator: theory and experiments. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2017. No 2. Pp. 48-56. DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2017.02.048>
5. Mituhiko Araki, Hidefumi Taguchi Two-Degree-of-Freedom PID Controllers. *International Journal of Control, Automation and Systems*. 2003. Vol. 1. No 4. Pp. 401-411.
6. William M. McEneaney Max-plus methods for nonlinear control and estimation. Birkhauser Boston Basel Berlin, 2006. 256 p.
7. Wilson J. Rugh Nonlinear system theory the Volterra. The Johns Hopkins University Press, 2002. 330 p.
8. Ummels M. Stochastic Multiplayer Games Theory and Algorithms. Amsterdam: Amsterdam University Press, 2010. 237 p.

УДК 621.3.01

## БАГАТОКРИТЕРІАЛЬНИЙ СИНТЕЗ НЕЛІНІЙНОГО РОБАСТНОГО КЕРУВАННЯ З ДВОМА СТУПЕНЯМИ СВОБОДИ ДИСКРЕТНО-КОНТИНУАЛЬНИМ ОБ'ЄКТОМ

Б.І. Кузнецов<sup>1</sup>, докт.техн.наук, Т.Б. Нікітіна<sup>2</sup>, докт.техн.наук, І.В. Бовдуй<sup>1</sup>, канд.техн.наук

<sup>1</sup> Інститут технічних проблем магнетизму НАН України,  
вул. Індустріальна, 19, Харків, 61106, Україна.

E-mail: [kuznetsov.boris.i@gmail.com](mailto:kuznetsov.boris.i@gmail.com)

<sup>2</sup> Харківський національний автомобільно-дорожній університет,  
вул. Ярослава Мудрого, 25, Харків, 61002, Україна

*Розроблено метод підвищення точності та зменшення чутливості до невизначеності параметрів об'єкту керування на основі багатокритеріального синтезу нелінійного робастного керування з двома ступенями свободи дискретно-континуальним об'єктом керування. Синтез нелінійних робастних регуляторів та нелінійних робастних спостерігачів зводиться до розв'язання рівнянь Гамільтона-Якобі-Айзекса. Вектор мети робастного керування визначається на основі рішення завдання багатокритеріального нелінійного програмування, вектором цільової функції якої є прями показники якості, що пред'являються до системи у різних режимах її роботи. Ця векторна цільова функція обчислюється під час моделювання синтезованої системи в різних режимах роботи з різними вхідними сигналами та для різних значень параметрів об'єкту керування. Наведено результати моделювання та експериментальних досліджень вказаної системи. Бібл. 8, рис. 1.*

**Ключові слова:** дискретно-континуальний об'єкт керування, нелінійне робастне керування, моделювання динамічних характеристик, експериментальні дослідження динамічних характеристик.

УДК 621.3.01

## МНОГОКРИТЕРІАЛЬНИЙ СИНТЕЗ НЕЛІНІЙНОГО РОБАСТНОГО УПРАВЛЕННЯ С ДВУМА СТУПЕНЯМИ СВОБОДИ ДИСКРЕТНО-КОНТИНУАЛЬНИМ ОБ'ЄКТОМ

Б.И. Кузнецов<sup>1</sup>, докт.техн.наук, Т.Б. Никитина<sup>2</sup>, докт.техн.наук, И.В. Бовдуй<sup>1</sup>, канд.техн.наук

<sup>1</sup> Інститут технічних проблем магнетизму НАН України,  
ул. Індустріальна, 19, Харків, 61106, Україна.

E-mail: [kuznetsov.boris.i@gmail.com](mailto:kuznetsov.boris.i@gmail.com)

<sup>2</sup> Харківський національний автомобільно-дорожній університет,  
ул. Ярослава Мудрого, 25, Харків, 61002, Україна.

*Разработан метод повышения точности и снижения чувствительности к неопределенности параметров объекта управления на основе многокритеріального синтеза нелинейного робастного управления с двумя степенями свободы дискретно-континуальным объектом управления. Синтез нелинейных робастных регуляторов и нелинейных робастных наблюдателей сводится к решению уравнений Гамильтона-Якоби-Айзекса. Вектор цели робастного управления определяется на основе решения многокритеріальной задачи нелинейного программирования, в которой векторная целевая функция является вектором показателей качества, предъявляемых к системе в разных режимах ее работы. Эта векторная целевая функция вычисляется при моделировании синтезированной нелинейной робастной системы для разных режимов работы с различными входными сигналами и для различных значений параметров объекта управления. Приведены результаты моделирования и экспериментальных исследований динамических характеристик указанной системы. Библ. 8, рис. 1.*

**Ключевые слова:** дискретно-континуальний об'єкт управління, нелінійне робастне управління, моделювання динамічних характеристик, експериментальні дослідження динамічних характеристик.

Надійшла 28.02.2019  
Остаточний варіант 21.04.2020



С.М. Пересада\*, докт. техн. наук, Ю.М. Зайченко\*\*, В.М. Пижов\*\*\*, канд. техн. наук  
 НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,  
 просп. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна, e-mail: [sergei.peresada@gmail.com](mailto:sergei.peresada@gmail.com)

*В роботі запропоновано новий метод налаштування спостерігачів вищих гармонік струму задля селективного виявлення спотворень. Встановлено залежність між коефіцієнтами налаштування спостерігача та швидкодією оцінювання і наявністю властивостей селективності. Представлено результати математичного моделювання, які підтверджують теоретичні висновки, а також демонструють ефективність запропонованого рішення для паралельних силових активних фільтрів із селективною компенсацією гармонік струму. Бібл. 8, рис. 4, табл. 1.*

**Ключові слова:** силовий активний фільтр, вищі гармоніки, спостерігач, селективність.

**Вступ.** Робота сучасного електротехнічного обладнання тісно пов'язана з тим, що його функціонування призводить до появи гармонічних спотворень в мережах живлення. Питання гармонічного спотворення на даний час досить глибоко вивчене, а для компенсації цих спотворень запропоновано різні підходи [1, 2], які знайшли своє застосування в серійних силових активних фільтрах. Проте розробка силового активного фільтра досі відзначається високою складністю, оскільки для повноцінного виявлення гармонічних спотворень та їхньої подальшої компенсації вимагає високих обчислювальних потужностей керуючого контролера, значних вимог до силової електроніки, вимірювальних пристроїв, що, як наслідок, призводить до зниження масогабаритних показників виробу і значної кінцевої вартості.

Якість електричної енергії мережі характеризується певними допустимими значеннями параметрів, які регламентуються спеціалізованими нормативними документами, наприклад [3]. Одним з підходів до підвищення якості електричної енергії мережі, спрямованим на забезпечення параметрів електричної енергії цим стандартам, а також досягнення цієї мети з використанням якомога менших ресурсів, є селективна компенсація гармонік [4]. Відповідно до цього підходу компенсації підлягають лише найкритичніші гармонічні складові, що значно спрощує реалізацію активного фільтра.

Для оцінювання гармонічного складу струму навантаження в [5] запропоновано загальнотеоретичну структуру спостерігача Люенбергера, який завдяки резонансним властивостям потенційно забезпечує селективне виявлення гармонік. Проте, дослідження динаміки спостерігача не проводилося, методів налаштування матриці зворотних зв'язків для забезпечення селективності не надано. В [6, 7] вперше представлено результати дослідження динамічних властивостей спостерігачів такої структури, з яких слідує, що за рекомендованого в [5] налаштування з однаковими коефіцієнтами демпфування для усіх гармонік існує протиріччя. Показано, що зниження рівня демпфування задля підсилення властивостей селективності призводить до втрати швидкодії оцінювання. Додатково критичним, з точки зору цифрової реалізації, є наявність «слабо» демпфованих полюсів спостерігача для «малих» значень коефіцієнтів демпфування, які необхідні для забезпечення високого рівня селективності. В системах з наперед відомими важливими для компенсації частотами гармонічних складових такий метод налаштування спостерігача не є раціональним. Тому пошук компромісу між швидкодією та селективністю оцінювання є актуальною задачею, яку неможливо розв'язати аналітичними методами, наприклад, оптимізацією лінійних систем, високим порядком спостерігача (200 – для оцінки 50 гармонік) та специфікою оцінювання гармонік в резонансному режимі.

Метою даної роботи є розробка нового методу налаштування спостерігачів гармонік, який дає змогу досягти компромісу між швидкодією та властивостями селективності оцінювання, завдяки чому суттєво збільшуються необхідні значення коефіцієнтів демпфування і за рахунок цього спрощується реалізація спостерігачів в реальному часі.

**Спостерігач гармонік.** У [5] показано, що згідно з методом гармонічних складових Фортеск'є струм навантаження  $\mathbf{i}_L = (i_{Ld}, i_{Lq})^T$ , який має  $N$  гармонік в системі координат  $(d-q)$ , орієнтованій за вектором напруги мережі, може бути записаний у вигляді

$$i_{Ld} = \sum_{i=1}^N (x_{dpi} + x_{dni}), \quad i_{Lq} = \sum_{i=1}^N (x_{qpi} + x_{qni}), \quad (1)$$

© Пересада С.М., Зайченко Ю.М., Пижов В.М., 2020

ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0001-8948-722X>, \*\* <https://orcid.org/0000-0002-2933-7737>,

\*\*\* <https://orcid.org/0000-0001-6437-4405>

де  $\mathbf{x}_i = (x_{dpi}, x_{qpi}, x_{dni}, x_{qni})^T$  – вектор проєкцій прямої (позначено індексом p) та зворотної (позначено індексом n) послідовностей  $i$ -ої гармоніки струму навантаження. Для оцінювання гармонічних складових у виразах для струмів (1) у [5] запропоновано спостерігач Люєнбергера, загальна форма якого має вигляд

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}_h \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{K}_h [\mathbf{i}_L - \mathbf{C}_h \hat{\mathbf{x}}], \quad (2)$$

де  $\hat{\mathbf{x}} = (\hat{\mathbf{x}}_1^T, \dots, \hat{\mathbf{x}}_N^T)^T$ ,  $\hat{\mathbf{x}}_1 = (\hat{x}_{dp1}, \hat{x}_{qp1}, \hat{x}_{dn1}, \hat{x}_{qn1})^T$ ,  $\hat{\mathbf{x}}_N = (\hat{x}_{dpN}, \hat{x}_{qpN}, \hat{x}_{dnN}, \hat{x}_{qnN})^T$ ,  $\mathbf{K}_h = [\mathbf{K}_{h1}, \dots, \mathbf{K}_{hN}]^T$ ,  $\mathbf{A}_h = \text{blockdiag}[\mathbf{A}_{h1}, \dots, \mathbf{A}_{hN}]$ ,  $\mathbf{C}_h \in \mathbb{R}^{2 \times 4N}$ ,

$$\mathbf{K}_{h1} = \begin{pmatrix} -k_{1h} & -k_{2h} \\ k_{2h} & -k_{1h} \\ -k_{1h} & k_{2h} \\ -k_{2h} & -k_{1h} \end{pmatrix}, \mathbf{K}_{hN} = \begin{pmatrix} -k_{1N} & -k_{2N} \\ k_{2N} & -k_{1N} \\ -k_{1N} & k_{2N} \\ -k_{2N} & -k_{1N} \end{pmatrix}, \mathbf{A}_{h1} = \begin{pmatrix} 0 & -\omega_m & 0 & 0 \\ \omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_m \\ 0 & 0 & -\omega_m & 0 \end{pmatrix}, \mathbf{A}_{hN} = \begin{pmatrix} 0 & -N\omega_m & 0 & 0 \\ N\omega_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & N\omega_m \\ 0 & 0 & -N\omega_m & 0 \end{pmatrix},$$

де  $\omega_m$  – кутова частота першої гармоніки;  $k_{11} \dots k_{1N}$  – коефіцієнти зворотних зв'язків спостерігача, які обираються так, щоб забезпечити коефіцієнт демпфування  $\delta$  та власну частоту коливань  $\omega_n = (1 - 2\delta^2)^{-1/2} h\omega_m$ , а саме:  $k_{1h} = \delta\omega_n$ ,  $k_{2h} = [\omega_n^2 - (h\omega_m)^2] / 2h\omega_m$ ,  $h$  – номер гармоніки в системі координат (d-q). Згідно з [5], значення  $\delta$  встановлюється однаковим для всіх гармонік. Спостерігач (2) забезпечує асимптотичне оцінювання всіх  $N$  гармонік або будь-яку наперед визначену їхню кількість з властивостями селективності, що досягається відповідним налаштуванням матриці коефіцієнтів зворотних зв'язків  $\mathbf{K}_h$  шляхом завдання значення  $\delta$ .

Для дослідження чутливості спостерігача гармоніки з частотою  $\omega_N$  до наявності сторонніх гармонік у спектрі та встановлення властивостей селективності побудовано амплітудно-частотну характеристику (АЧХ) спостерігача (2), яку представлено у відносних одиницях на рис. 1 для значень коефіцієнтів демпфування  $\delta = 0.02$ ,  $\delta = 0.01$ ,  $\delta = 0.001$ . АЧХ побудовано як реакцію спостерігача на сигнали  $i_{Ld} = 1 \cdot \sin(\omega_n t)$ ,  $i_{Lq} = 1 \cdot \cos(\omega_n t)$ , частота  $\omega_n$  яких повільно змінювалася в часі. Значення  $|\tilde{i}| = f(t)$  було перераховано у

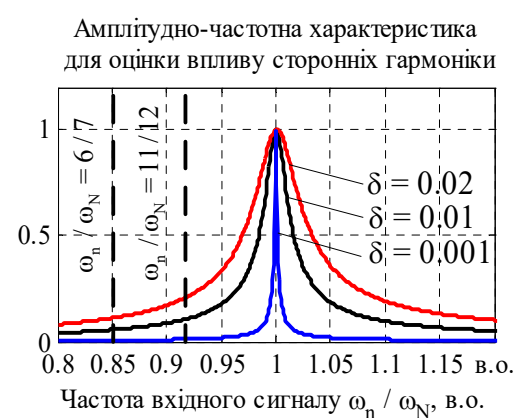


Рис. 1

сторонніх гармонік в спектрі, як це впливає з рис. 1. Наприклад, для коефіцієнта демпфування  $\delta = 0.01$  спостерігача 12-ої гармоніки наявність 11-ої гармоніки в спектрі струму навантаження (у відносних одиницях  $\omega_n / \omega_N = 0.91$  на рис. 1) призведе до появи похибки оцінювання приблизно 10%, в той час, як за значення коефіцієнта затухання  $\delta = 0.001$  величина похибки становить менше 2%.

**Налаштування спостерігача гармонік.** В симетричних трипровідних трифазних мережах наявність парних гармонік та гармонік, кратних трьом, є нехтувано малою [4], [8], і, за певних припущень, можна вважати, що такі гармоніки відсутні у спектрі струму навантаження, а отже не спричинятимуть появи похибок оцінювання. Зокрема, як показано у [8], трифазні споживачі електроенергії, побудовані на основі 6-пульсних схем, являються джерелами гармонік з порядком  $6k \pm 1$ ,  $k \in \mathbb{Z}$ ,  $k$  – номер гармоніки трифазної мережі. Сучасні векторно-керовані та частотні електроприводи електричних двигунів, які побудовано на основі 6-пульсного випрямляча з проміжною ланкою постійного струму, є типовими і найбільш розповсюдженими споживачами електроенергії. За таких припущень селективне виявлення і пода-

залежність  $|\tilde{i}| = f(\omega_n / \omega_N)$ ,  $|\tilde{i}|$  – модуль похибки оцінювання.

З рис. 1 випливає, що зі збільшенням коефіцієнта  $\delta$  значно розширюється полоса резонансу, що в результаті може призводити до хибного оцінювання гармонічного складу. З іншого боку, за умов зростання заданої частоти оцінювання для однакового коефіцієнту демпфування  $\delta$  зростає чутливість спостерігача і до сторонніх гармонік, зокрема до сусідніх, що проявляється у збільшенні величини похибки оцінювання. Це зумовлює необхідність забезпечити вузьку полосу резонансу спостерігача для гармонік вищого порядку, оскільки полоса резонансу спостерігача може охопити частоти, що знаходяться на ще більшій відстані, ніж сусідня. Гармоніки нижчого порядку (з порядком до 5-го) не вимагають вузької полоси резонансу, оскільки є слабо чутливими до наявності

льша компенсація так званих канонічних гармонік з порядком 5, 7, 11, 13, 17 та 19 забезпечать відповідність якості електричної енергії вимогам регулюючих документів.

Конструювання спостерігача відбувається в синхронній системі координат (d-q), при переході до якої із системи координат (a-b) має місце зсув частот, тому гармоніки прямої послідовності набувають меншого порядку, а гармоніки зворотної послідовності – вищого порядку. За рахунок цього з'являється можливість налаштувати спостерігачі 6-ої, 12-ої та 18-ої гармоніки на оцінювання одночасно 5-ої і 7-ої, 11-ої і 13-ої та 17-ої і 19-ої гармоніки відповідно. Враховуючи чутливість спостерігача гармонік до наявних у спектрі інших гармонічних складових відповідно до рис. 1 та припущення про відсутність у спектрі парних гармонік і гармонік, кратних трьом, мету досліджень можна тепер перефразувати у наступному вигляді: знайти максимально допустимий коефіцієнт затухання  $\delta$  спостерігача гармоніки з порядком  $k$ , який забезпечить оцінювання гармонік з порядком  $k+6$  та  $k-6$  з точністю, що не перевищує задану.

Порядок гармоніки в трифазній системі координат	5, 7	11, 13	17, 19
Порядок спостерігача в системі координат (d-q)	6	12	18
$\delta$	0.145	0.035	0.027

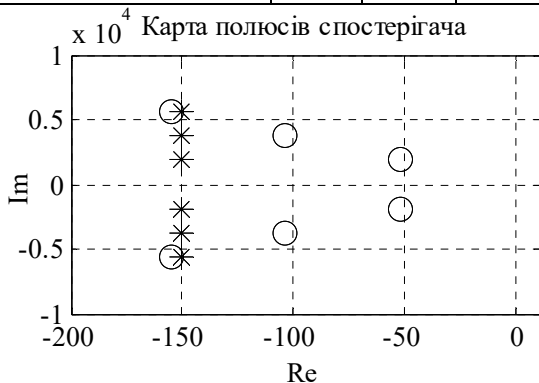


Рис. 2

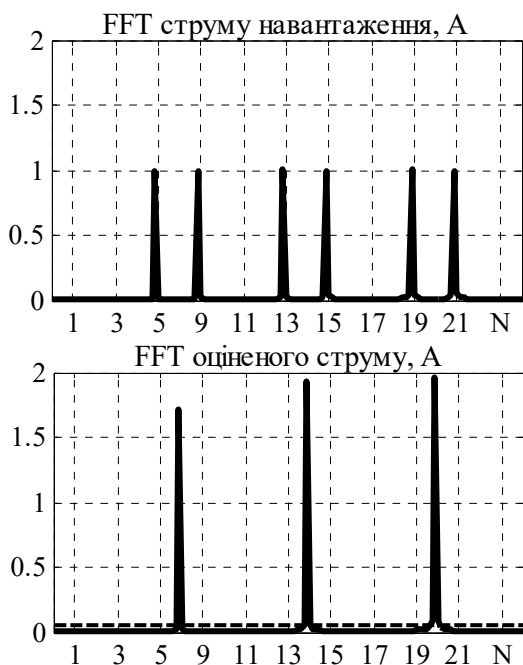


Рис. 3

ся, що спрощує його програмну реалізацію.

Тестування системи у разі налаштування спостерігачів 6-ої, 12-ої та 18-ої гармоніки на основі значень коефіцієнтів затухання  $\delta$ , представлених у таблиці, проведено за наступних умов. Гармонічний склад струму навантаження представлений в системі координат (a-b) гармоніками прямої (7, 13, 19) та зворотної (5, 11, 17) послідовно-

**Результати математичного моделювання.** Для дослідження впливу коефіцієнта затухання  $\delta$  на властивості селективності спостерігача гармоніки з порядком  $k$  приймається, що ця гармоніка була відсутня в спектрі, а сусідні збуджуючі гармоніки присутні. Було прийнято, що коефіцієнт демпфування  $\delta$  спостерігача гармоніки з порядком  $k$  вважається прийнятним в тому випадку, коли похибка оцінювання, яка обумовлена присутністю сусідніх гармонік, не перевищує 5%. На основі отриманих коефіцієнтів демпфування, значення яких представлено у таблиці, формується матриця зворотних зв'язків спостерігача  $\mathbf{K}_h$ .

Таким чином сутність запропонованого методу налаштування спостерігача полягає в тому, що, на відміну від стандартного налаштування [5–7], значення коефіцієнта демпфування  $\delta$  не є постійним для усіх гармонік, а залежить від їхнього номеру. Полоси спостерігачів гармонік за такого методу налаштування для похибки оцінювання 5% розташовуються на однаковій відстані  $r = 150$  від уявної осі на комплексній площині, як це показано на рис. 2 (позначено символом «\*»). Еквідистентне відносно уявної осі комплексної площини розташування полюсів гарантує, що оцінка кожної гармоніки затухає з однаковою швидкістю, в той час як значення коефіцієнта демпфування зменшується зі збільшенням порядку гармоніки. Для порівняння, на рис. 2 також представлено розташування полюсів для стандартного налаштування з однаковим постійним  $\delta = 0.027$  для всіх гармонік (позначено символом «o»), звідки видно, що швидкість оцінювання у цьому разі менша. З точки зору теорії спостерігачів розроблений метод показує, що розрахунок коефіцієнтів налаштування матриці зворотних зв'язків  $\mathbf{K}_h$  спостерігача (2) доцільно виконувати, виходячи з еквідистентного розташування полюсів спостерігача на комплексній площині. Сформувавши задане розташування полюсів спостерігача у вигляді  $\mathbf{P} = (-r - j\omega_{nh}, -r + j\omega_{nh}, -r + j\omega_{nh}, -r - j\omega_{nh})^T$ , проводиться розрахунок коефіцієнтів  $k_1, k_2$  матриці  $\mathbf{K}_h$  спостерігача (2) за допомогою програмних засобів автоматизованого проектування систем керування, наприклад, в середовищі MatLab. Відмітимо, що кількість «слабо» демпфованих полюсів спостерігача за умови запропонованого налаштування зменшилася.

стей одиначної амплітуди. На рис. 3 показано FFT струму трифазної мережі, FFT оцінених гармонік в системі координат (d-q). Перехідні процеси оцінювання для стандартного налаштування з постійним  $\delta = 0.027$  (рис. 4, а) і запропонованим відповідно до значень у таблиці показано на рис. 4, а та рис. 4, б. Графіки перехідних процесів підтверджують підвищення швидкодії спостерігача за умов збереження властивостей селективності.

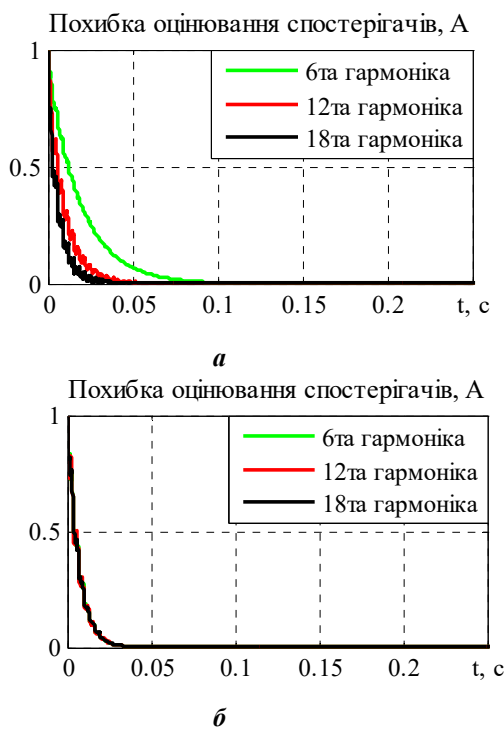


Рис. 4

**Висновки.** Запропоновано новий метод налаштування спостерігача гармонік, який забезпечує підвищену швидкодію оцінювання гармонічного складу струму мережі та селективність оцінювання. Встановлено залежність цих показників від значення коефіцієнтів демпфування для кожної з оцінюваних гармонік. Отримані в такий спосіб коефіцієнти налаштування спостерігача значно спрощують його технічну реалізацію за рахунок зменшення вимог до обчислювальних потужностей керуючого контролера. Результати дослідження формують концептуально новий підхід до проектування матриці зворотних зв'язків спостерігача, виходячи з еквідистентного розташування полюсів, що є внеском до теорії спостерігачів резонансного типу.

1. Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning. Wiley-IEEE Press, 2017. 472 p
2. Liu H., Hu H., Chen H., Zhang L., Xing Y. Fast and Flexible Selective Harmonic Extraction Methods Based on the Generalized Discrete Fourier Transform. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2018. Vol. 33. No 4. Pp. 3484-3496.
3. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. *IEEE Std 519-2014*. 11 June 2014. Pp.1-29.
4. Kumar D., Zare F. Harmonic analysis of grid connected power electronic systems in low voltage distribution networks. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2016. Vol. 4. No 4. Pp. 70-79.
5. Ronchi F., Tilli A. Three-phase positive and negative sequences estimator to generate current reference for selective active filters. Proc IEEE Mediterranean conference on Control and Automation. MED'2002. Lisbon, 2002.

2002.

6. Peresada S.M., Mykhalskyi V.M., Zaichenko Y.M., Kovbasa S.M. Selective and adaptive harmonics estimation for three-phase shunt active power filters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 2. Pp. 29-38.
7. Peresada S., Zaichenko Y., Kovbasa S., Nikonenko Y. Three-phase current harmonics estimation for shunt active power filters. Proc. International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES). 2017. Pp. 272-275.
8. ABB DRIVES. Technical guide No 6. Guide to harmonics with AC drives. AFE64292714 REV F EN 27.11.2017.

УДК 621.314.5

## СЕЛЕКТИВНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ ВЫСШИХ ГАРМОНИК ТОКА ТРЕХФАЗНОЙ СЕТИ

С.М. Пересада, докт. техн. наук, Ю.М. Зайченко, В.М. Пыжов, канд. техн. наук.

НТУ Украины «Киевский политехнический институт им. Игоря Сикорского»,

пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина, e-mail: [sergei.peresada@gmail.com](mailto:sergei.peresada@gmail.com)

В работе предложен новый метод настройки наблюдателей высших гармоник тока для селективного обнаружения искажений. Установлена зависимость между коэффициентом настройки наблюдателя и быстродействием оценивания и наличием свойств селективности. Представлены результаты математического моделирования, которые подтверждают теоретические выводы, а также демонстрируют эффективность предложенного решения для параллельных активных фильтров с селективной компенсацией гармоник тока. Библ. 8, рис. 4, табл. 1.

**Ключевые слова:** силовой активный фильтр, высшие гармоники, наблюдатель, селективность.

## SELECTIVE ESTIMATION OF THREE-PHASE CURRENT HARMONICS

S. Peresada, Y. Zaichenko, V. Pyzhov

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

Prosp. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: [sergei.peresada@gmail.com](mailto:sergei.peresada@gmail.com)

In the paper a new method of current harmonics observers configuration for selective detection of distortions is proposed. The relationship between the observer tuning factor and the speed of the estimation and the presence of selectivity properties is obtained. Simulation results confirms theoretical findings and demonstrate the effectiveness of the proposed solution for shunt active power filters with selective harmonics compensation. References 8, figures 4, table 1.

**Key words:** active power filter, higher-order harmonics, observer, selectivity.

Надійшла 28.02.2020  
Остаточний варіант 18.04.2020

**ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ ДВОНАПРЯМЛЕНИХ ЗАРЯДНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ  
ДЛЯ РЕАЛІЗАЦІЇ КОНЦЕПЦІЇ ДВОСТОРОННЬОГО ЕНЕРГЕТИЧНОГО ОБМІНУ  
«VEHICLE –TO - GRID» У РАЗІ ПІДКЛЮЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМОБІЛЬНОГО ТРАНСПОРТУ  
ДО ЕЛЕКТРИЧНОЇ МЕРЕЖІ ЗАГАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ**

**А.Ф. Жаркін<sup>1\*</sup>**, чл.-кор. НАН України, **В.О. Новський<sup>1\*\*</sup>**, докт. техн. наук,  
**О.П. Западничук<sup>2</sup>**, канд. наук з держ. упр., **В.В. Мартинов<sup>1\*\*\*</sup>**, канд. техн. наук

<sup>1</sup> Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,  
e-mail: [novsky@ied.org.ua](mailto:novsky@ied.org.ua)

<sup>2</sup> Секція прикладних проблем НАН України,  
вул. Володимирська, 54, Київ, 01030, Україна

*Розглянуто основні аспекти побудови потужного двонапрявленого зарядного перетворювача для реалізації концепції двостороннього енергетичного обміну «Vehicle-to-grid» («V2G») у разі підключення електромобільного транспорту до електричної мережі загального призначення з метою забезпечення передачі електроенергії від розподільної мережі до тягових акумуляторних батарей електромобілів і гібридів для їхнього зарядження, та в зворотному напрямку – від батарей в зовнішню електричну мережу для вирівнювання добового графіка навантаження. Наведено основні технічні рішення зазначеного двонапрявленого перетворювача у складі потужних зарядних станцій електромобілів і гібридів. Бібл. 9, рис. 3, табл. 1.*

**Ключові слова:** електромобіль, тягова акумуляторна батарея, зарядна станція, двонапрявлений перетворювач, електрична мережа.

**Вступ.** Перехід на масове використання електромобілів (ЕМ) – глобальний світовий тренд, зокрема, це стосується й України, де на 01.01.2020 рік за даними МВС України зареєстровано 18401 ЕМ і 17638 гібридів. Про швидкі темпи зростання їхньої кількості в країні свідчить той факт, що у 2018 році було придбано 5,3 тис. ЕМ – майже вдвічі більше, ніж роком раніше. У зв'язку з цим потребують значного розвитку мережі зарядних станцій (ЗС), які дозволятимуть ефективно експлуатувати дані транспортні засоби по всій території України. Міністерство інфраструктури України з 2019 року працює над інноваційними проектами створення мережі швидких зарядних станцій в діапазоні потужностей від 50 кВт до 150 кВт на автомагістралях Харків-Київ-Львів-Чоп та Київ-Одеса-Рені [1].

Сьогодні практично всі ЕМ мають реальний міжзарядний пробіг близько 150 км, що задовольняє їхніх власників у разі експлуатації електромобілів в міських умовах або ж у невеликій віддаленості від міста з урахуванням однієї з головних переваг ЕМ – можливості рекуперації енергії під час гальмування. Інша ситуація виникає у випадках експлуатації ЕМ на міжміських трасах, де в даний час єдиним реальним способом забезпечення ефективного зарядження тягової акумуляторної батареї (ТАБ) електромобілів є установка станцій «швидкої зарядки» по шляху руху ЕМ. Такі ЗС, наприклад, «Tesla Supercharger» потужністю 135 кВт (для ЕМ «Tesla» з ТАБ напругою 400 В і енергоємністю 90 кВт•год), можуть заряджати протягом 20 хвилин ТАБ до 50% від його максимальної енергоємності струмом зарядження 337,5 А, за 40 хвилин – до 80% струмом зарядження 270 А, а інші 20% часу зарядження розтягуються на більший термін задля підвищення надійності роботи ТАБ [2].

© Жаркін А.Ф., Новський В.О., Западничук О.П., Мартинов В.В., 2020

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

\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-2184-0394>

В останні роки у світі достатньо широко впроваджується сучасна концепція енергетичного обміну «*Vehicle-to-grid*» (*V2G*) або «електромобіль - в - мережу», яка передбачає підключення електромобілів до загальної мережі не тільки для підзарядки тягової акумуляторної батареї, але і для відбору та передачі «зайвої» електроенергії ТАБ в розподільну мережу [3, 4]. Концепція «*V2G*» дозволяє використовувати ТАБ електромобілів і гібридів як розподілену систему збереження (накопичення) електроенергії, тобто ТАБ може використовуватись як для накопичення енергії у періоди високого рівня генерації енергії у системі, так і постачання її у мережу в періоди низького рівня генерації. У цьому випадку у власників ЕМ під час використання «*V2G*» з'являється можливість продавати електроенергію в енергосистему в години, коли ЕМ не використовується, і заряджати його в години, коли електроенергія дешевша, оскільки у багатьох країнах (у т.ч. і в Україні) вартість електроенергії залежить від часу доби і відповідним чином тарифікується. *V2G*-концепція зараз широко розвивається у США («*Google*», «*Tesla*»), Англії та Японії («*Nissan*», «*Enel*») та інших країнах [5-7].

З урахуванням сучасного рівня і перспектив розвитку, в першу чергу, акумуляторобудування та його перспектив в напрямку значного збільшення кількості зарядно-розрядних циклів, наприклад, літій-йонних, літєвих і гелевих акумуляторів та їхнє здешевлення, а також відповідної оптимізації «зеленого» тарифу для відновлюваної енергетики, зазначена концепція є прийнятною у цілому і для України. Слід зазначити, що «*Vehicle-to-grid*» дає змогу інтегрувати ЕМ в електромережі та, зокрема, підвищити частку використання відновлюваних джерел енергії (ВДЕ). У цьому випадку є можливість підключати ТАБ електромобіля до власного будинку, наприклад, «інтелектуального» та використовувати таке з'єднання для безперебійного електроживлення будинку або офісу.

Основною ланкою системи «*V2G*» є двонапрявлений зарядний перетворювач (ДНЗП), який дозволяє змінювати напрямок передачі електроенергії: або від накопичувача електроенергії – ТАБ електромобіля до трифазної мережі, або навпаки – від мережі до ТАБ. Відомі двонаправлені перетворювачі (ДНП) використовуються, в основному, в системах накопичення енергії (СНЕ) згідно концепції «*Energy Storage System*» для балансування режимів електричних мереж, зокрема, з ВДЕ.

На сьогодні існує багато топологій побудови інверторів ДНП, одну з яких наведено на рис. 1. Практично всі такі топології можна об'єднати загальною властивістю, а саме – вони є інверторами напруги, оскільки їхні силові перемикаючі елементи підключені до проміжної мережі постійного струму, що потребує специфіки комутації силових перемикаючих елементів.

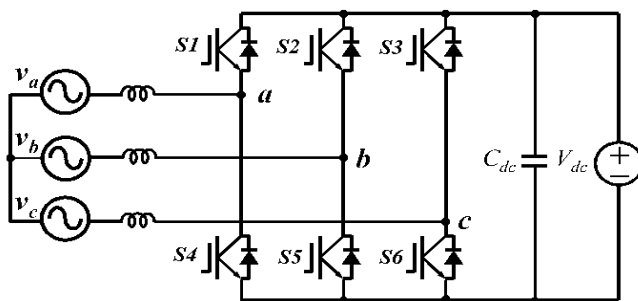


Рис. 1

Через кінцеву швидкодію останніх (транзисторів і діодів), що працюють з насиченням, їхній час вимикання зазвичай завжди більше часу включення. Оскільки комутація транзисторів і діодів в стійці мостового інвертора відбувається одночасно, можуть існувати значні проблеми, пов'язані з виникненням наскрізних струмів під час порушення режиму модуляції або збоїв у роботі від впливу потужних електромагнітних завад та ін. Для виключення критичних режимів роботи силових перемикаючих елементів ДНП з живленням від джерела постійної напруги, необхідно викорис-

товувати спеціальні алгоритми управління, що унеможлиблює виникнення наскрізних струмів, або використовувати структури побудови силового перетворювача, які здатні запобігати виникненню аварійних режимів з вище означених причин.

В роботі [8] показано застосування перетворювачів даного типу (рис. 1) як інтерфейсу між мережею змінного струму і накопичувачем енергії для керування двонаправленим потоком енергії, причому він також може підтримувати потік реактивної енергії.

В ІЕД НАН України вже було створено трифазний інверторний модуль ДНП потужністю 300 кВт, що призначений для застосування у складі СНЕ в електричних мережах з СЕУ під час використання літій-залізо-фосфатних акумуляторних батарей великої енергоємності, технічні характеристики якого відповідають світовому рівню. Величина і напрямок передавання енергії, якої обмінюється СНЕ і електрична мережа, визначається сигналами, що формуються системою управління ДНП, а зміна напрямку передачі енергії відбувається за рахунок переводу його трифазного інвертора в інверторний або в випрямний режим [9].

**Мета роботи** полягає у розробленні потужного двонапрявленого зарядного перетворювача з високими енергетичними показниками задля забезпечення електромагнітної сумісності в системі електропостачання загального призначення для практичної реалізації концепції двостороннього енергетичного обміну «*Vehicle-to-grid*» під час підключення електромобілів до розподільної мережі для забезпечення ефективної передачі енергії від неї до тягової акумуляторної батареї електромобіля та у протилежному напрямку.

**Матеріали досліджень.** В роботі пропонується застосовувати в системах «*V2G*» модифікований варіант зазначеного трифазного інверторного модуля ДНП з удосконаленою силовою частиною та новими алгоритмами управління з урахуванням, зокрема, іншої концепції побудови трифазного двонапрявленого інвертора та специфічних режимів «зарядження – розрядження» ТАБ електромобілів під час роботи зазначених ДНЗП.

На рис. 2 наведено структурну схему силової частини ДНЗП, що складається з двох основних вузлів: двонапрявленого підвищувально-знижувального перетворювача напруги (ПЗПН) і трифазного інвертора напруги (ТІН). Перший з них необхідний для формування зарядного струму ТАБ під час його зарядження та узгодження рівня постійної напруги ТАБ з шиною живлення інвертора при її розрядженні, а другий – перетворює за допомогою ПЗПН постійну напругу ТАБ на трифазну напругу в режимі передачі електроенергії до мережі, або навпаки – здійснює зарядження ТАБ у режимі відбору енергії від електричної мережі низької та середньої напруг.

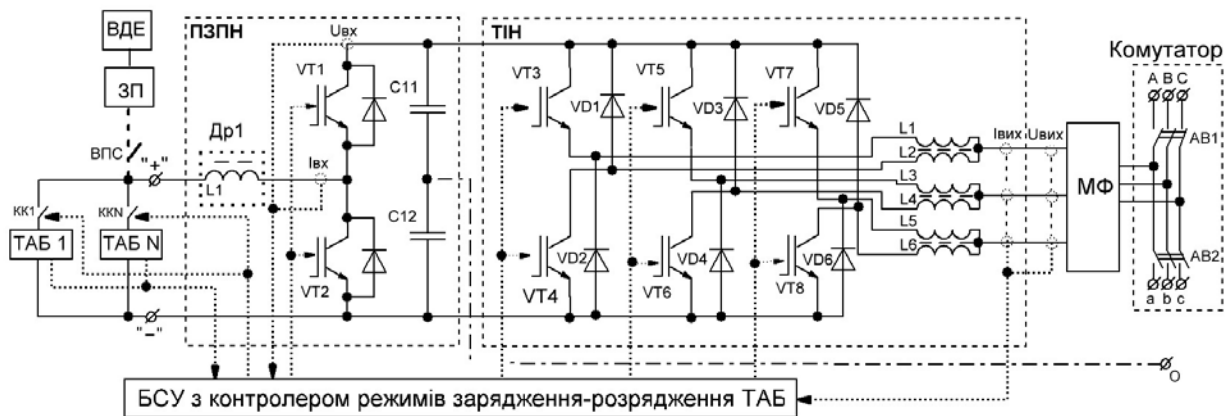


Рис. 2

Особливістю схемного рішення такого ТІН є те, що він виконаний на основі трифазного несиметричного інвертора, який складається з трьох напівмостових двотактних несиметричних інверторів з двообмотковими магнітозв'язаними дроселями  $L1 - L6$ , що не змінюють напрямку магнітного потоку у разі перемагнічування вихідного підвищувального трансформатора, та має дві головні позитивні якості: по-перше, усуваються наскрізні струми, оскільки силові ключі не підключено послідовно в кожному фазному плечі; по-друге, розсіювання енергії в процесі зворотного відновлення силового ключа значно скорочується, оскільки не існує контуру протікання струму через внутрішній діод силових ключів.

У такому двонапрявленому інверторі через те, що в ланку постійного струму послідовно з транзисторами напівмостового інвертора включено струмообмежувальні дроселі, у разі відключення інвертора вимикаються відповідні діоди  $VD1--VD6$  та здійснюється ефективне обмеження струму під час коротких замикань у навантаженні ТІН, тобто енергія, накопичена в дроселях, повертається у вхідний конденсатор  $C1$  повз первинне коло вихідного підвищувального трансформатора, не розсіваючись в тепло і не підтримуючи його струм. Двонапрявлений ТІН працює як активний випрямляч з примусовим формуванням синусоїдального струму, коли енергія передається від мережі змінного струму до джерела постійного струму, та навпаки – генерує трифазну систему напруг, коли енергія передається від ТАБ електромобіля до розподільної мережі [9].

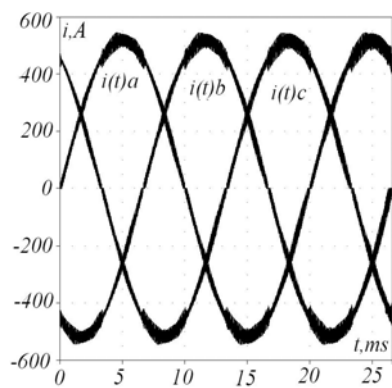
ДЗНП містить трифазний міст, зібраний на *IGBT*-модулях з інтегрованими швидкодіючими зворотними діодами, має дроселі на стороні постійного і змінного струмів та забезпечує: двосторонній обмін енергією з мережею; близький до синусоїдального вхідний струм трифазної мережі; мож-

ливість отримання близького до одиниці коефіцієнта потужності; регулювання і стабілізацію напруги (струму) для зарядження ТАБ. Автоматичні вимикачі (АВ1-АВ2), вимикач постійного струму (ВПС) та керовані ключі (КК) призначені для перемикання кіл змінного і постійного струму, а зарядний пристрій (ЗП) заряджає за необхідності ТАБ від ВДЕ. Для додаткового забезпечення ЕМС слугує мережевий фільтр (МФ) – трифазний дволанковий «синусний» LC-фільтр, що поліпшує сумарний коефіцієнт гармонічних спотворень (або  $THD_I$ ). Комутатор необхідний для підключення ДЗНП через підвищувальний трансформатор 0,4/6-10 кВ до мережі середньої напруги та/або додаткової мережі низької напруги.

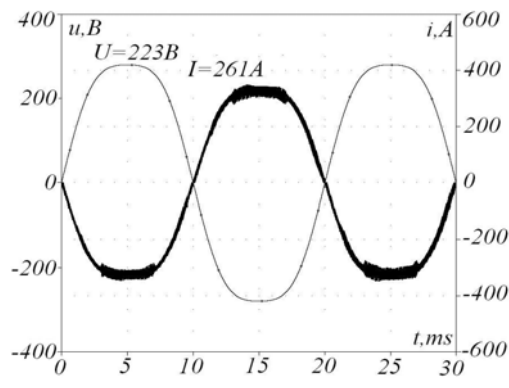
Напруга ТАБ конвертується двонапрямленим ПЗПН в стабілізовану підвищену напругу проміжної шини (700 В) з ємнісним накопичувачем, яка служить буфером між пульсуючою вихідною і постійною вхідною напругою. Завдяки його достатньо великій ємності ДЗНП має високу миттєву перевагуювальну спроможність і нечутливість вихідної напруги до перехідних процесів у навантаженні. Ключі обох перетворювачів комутуються на частоті 20 кГц, а введення фіксованої затримки на включення транзистора після його відключення, що раніше проводив струм, додатково гарантує відсутність наскрізних струмів в стійці моста. Ця обставина є особливо цінною під час проектування інверторів з підвищеними вимогами до електромагнітної сумісності, тому що високочастотні завади, які формуються в паразитних ємностях та індуктивностях монтажу за наскрізних струмів, у цьому випадку відсутні.

Багатофункціональна система управління (БСУ) складається з блоку управління IGBT-модулів та їхнього захисту, блоку контролерів режимів роботи і температури силових модулів та ін. Контролер режимів «зарядження–розрядження ТАБ» здійснює в режимі «online» моніторинг значень його вхідних і вихідних режимних параметрів, а також відповідних параметрів ТАБ для оптимізації процесів зарядження–розрядження ТАБ. До складу пристроїв БСУ входить універсальний керуючий контролер, що забезпечує реалізацію алгоритмів управління, блоки зворотних зв'язків трифазного інвертора і ПЗПН. Блоки вимірювання і перетворення узгоджують сигнали з датчиків струму та напруги і вхідні рівні сигналів контролера режимів, а також його вихідні і вхідні сигнали для драйверів силових ключів. Крім того, БСУ має багатофазні ШІМ-модулятори, блок формування еталонного сигналу і синхронізації. У зв'язку з тим, що вимірюються миттєві та діючі значення струмів і напруг, а також завдяки застосуванню спеціально розроблених алгоритмів управління в колі зворотного зв'язку, в залежності від вимірюваних сигналів досягається більша швидкодія системи управління. Завдання параметрів і візуалізація вимірюваних значень здійснюються за допомогою індикаторів контролера режимів і температури силових модулів, водяне охолодження – за витрат води у середньому 12 л/хв. в номінальних режимах роботи.

Режим зарядження ТАБ і акумулювання енергії відбувається шляхом випрямлення напруги мережі та регулювання значення її зарядного струму. Для передачі реактивної енергії різниця фазового кута між струмом і напругою повинна знаходитись в межах від нуля до 180 ел. град. Тому ДЗНП не тільки дозволяє змінювати напрямок передачі електроенергії залежно від режиму роботи, але і виконує функцію активного коректора коефіцієнта потужності (АККП) для підвищення його значення практично до одиниці та забезпечення електромагнітної сумісності споживачів мережі. На виході трифазного інвертора в обох напрямках передачі енергії формуються струми практично синусоїдальної форми (значення СКГС або  $THD_I$  становить менше 3%) при забезпеченні одночасно з високим ККД необхідних параметрів якості електроенергії на стороні розподільної мережі.



а



б

Рис. 3

ної форми (значення СКГС або  $THD_I$  становить менше 3%) при забезпеченні одночасно з високим ККД необхідних параметрів якості електроенергії на стороні розподільної мережі.

На рис. 3, а наведено осцилограми кривих струмів мережі в кожній з фаз інвертора експериментального зразку ДЗНП в одному з робочих режимів (струм зна-



ходиться у фазі з напругою мережі, що відповідає передачі енергії від мережі до інвертора під час зарядження ТАБ і діючому значенні струму мережі у 370 А).

На рис. 3, б наведено осцилограми кривих струмів і напруги мережі (струм знаходиться у протифазі з напругою мережі, що відповідає передаванню енергії від ТАБ за допомогою інвертора до низьковольтної мережі) за діючих значень фазної напруги 223 В і струму 261 А та роботі ДНЗП на локальну електромережу (ЛЕМ) обмеженої потужності (розподільний трансформатор типу ТМ-160/10/0,4) за наявності вираженої третьої гармоніки з огляду на підключення до фідерів ЛЕМ суттєво нелінійних навантажень.

У таблиці наведено основні технічні показники розробленого експериментального зразку ДНЗП на боці змінного (з.с.) та постійного (п.с.) струмів.

Параметри ДНЗП на боці з.с.	
$P_{\text{НОМ}}$	275 кВт
$U_{\text{НОМ}}$	230/400 В+10%-15%
$I_{\text{НОМ}}$	700 А
$f_{\text{НОМ}}$	50 Гц +2%/-4%
СКГС ( $THD_i$ )	$\leq 3\%$
ККД при $P_{\text{НОМ}}$	$\geq 98\%$
Power factor	$\geq 0,99$
Параметри ДНЗП на боці п.с.	
$U_{\text{НОМ}}$	400 В
$I_{\text{МАКС}}$	700 А

На основі запропонованого технічного рішення силової частини та системи управління з програмним забезпеченням у складі експериментального зразку ДНЗП (за необхідності можлива комплектація розробленим блоком комунікації з системою SCADA, яка слугує для забезпечення роботи ДНЗП в режимі реального часу під час збору, оброблення, відображення та архівування інформації про режими електричної мережі) можна вже на сьогодні розробити відповідні технічну і конструкторську документацію для створення дослідного зразка ДНЗП, який буде значно дешевим від світових аналогів таких пристроїв при досягненні кращих технічних характеристик, що дасть змогу сприяти розвитку та поширенню в Україні зазначеної концепції «Vehicle-to-grid». У цьому випадку енергетичні компанії отримують можливість істотно підвищити ефективність

функціонування енергосистеми, короткочасно використовуючи накопичену енергію ТАБ для згладжування пікового навантаження добового графіка енергоспоживання в системах розподілу середньої та низької напруги. Це буде сприяти стабільній роботі енергосистеми, зокрема, з урахуванням генерації енергії від ВДЕ за наявності достатньо високих «зелених» тарифів на таку електроенергію, яка, зокрема, постачається від тягових акумуляторних батарей електромобілів і гібридів з метою забезпечення для їхніх власників відповідної рентабельності у разі реалізації даної концепції.

Необхідно зазначити, що розроблений ДНЗП можна ефективно застосовувати не тільки для реалізації концепції «V2G», а також у складі потужних зарядних станцій – для швидкого зарядження ТАБ електромобілів і гібридів від електричної мережі загального призначення аналогічно, наприклад, ЗС «Tesla Supercharger», але із забезпеченням у двічі більших значень зарядних струмів та, відповідно, значно менших значень часу зарядження ТАБ.

### Висновки.

Запропоновано для практичної реалізації концепції двостороннього енергетичного обміну «Vehicle-to-grid» застосувати розроблений в ІЕД НАН України потужний двонапрявлений зарядний перетворювач, який забезпечує передачу енергії до тягових акумуляторних батарей електромобілів під час їхнього зарядження від розподільної мережі, а також у протилежному напрямку – від батарей у зовнішню електричну мережу, короткочасно використовуючи накопичену енергію в ТАБ для згладжування пікового навантаження в енергосистемі.

Наведено основні технічні рішення силової частини і багатофункціональної системи управління запропонованого двонапрявленого зарядного перетворювача з високими енергетичними показниками для зарядження і розрядження тягових акумуляторних батарей електромобілів і гібридів із забезпеченням електромагнітної сумісності в системі електропостачання загального призначення.

*Роботу виконано за рахунок коштів бюджетного відомчого замовлення НАН України (КПКВК 6541030): наукова робота №: ПП-27-17 “Розробка теоретичних засад і рекомендацій по створенню високоефективних систем заряду накопичувачів енергії електромобільного транспорту з урахуванням вимог забезпечення електромагнітної сумісності з системою електроживлення” (шифр «Параметр- 5), державний реєстраційний номер 0116U008455.*

1. HEVCars. URL: <https://hev cars.com.ua/glava-ukrenergo-elektromobili-pozitivno-vliayut-na-energosistemu/16.11.2018> (дата звернення: 15.01.2020).
2. Tesla Supercharger. URL: [https://uk.wikipedia.org/wiki/Tesla\\_Supercharger](https://uk.wikipedia.org/wiki/Tesla_Supercharger) (дата звернення: 22.12.2019).
3. Electric vehicles will help the shift toward EU's green transport future. 2019. European Environment Agency. URL: <https://www.eea.europa.eu/highlights/electric-vehicles-will-help-the/download.pdf>. (дата звернення: 15.01.2020).
4. European Environment Agency. Electric vehicles from life cycle and circular economy perspectives. Transport and Environment Reporting Mechanism (TERM). Report EAA, 2018. 74 p. URL: <https://www.eea.europa.eu/publications/electric-vehicles-from-life-cycle> (дата звернення: 15.01.2020).
5. «Nissan» и «Enel» запускают революционный проект «Vehicle-to-grid» в Великобритании: «Новости Nissan». 2016/05/10. URL: <https://russia.nissannews.com/ru-RU/releases/release-145211-nissan-enel-vehicle-to-grid> (дата звернення: 25.01.2020).
6. Uddin K., Jackson T., Widanage D., Chouchelamane G., Jennings P., Marco J. On the possibility of extending the lifetime of lithium-ion batteries through optimal V2G facilitated by an integrated vehicle and smart-grid system. *Energy*. August, 2017. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.Energy.2017.04.116>
7. Бешта А.С., Азюковский А.А., Худолій С.П., Худолій С.С., Балахонцев О.В. Техніко-економічне обґрунтування технології когенерації із використанням електромобілів. *Електротехніка та електроенергетика*. 2019. № 3. С. 42-51.
8. Hao Qian. A high-efficiency grid-tie battery energy storage system. Dissertation submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic Institute of PhD diss.: Electrical Engineering. Blacksburg, Virginia. 2011. 150 p.
9. Zharkin A., Novskyi V., Martynov V. Powerful Unified Inverter Modules for Energy Storage Systems. IEEE 6th International Conference on *ENERGY SMART SYSTEMS (IEEE ESS)*. 2019. Pp. 144-149.

УДК 629.113-83

#### **ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ДВУНАПРАВЛЕННЫХ ЗАРЯДНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ КОНЦЕПЦИИ ДВУХСТОРОННЕГО ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБМЕНА «VEHICLE-TO-GRID» ПРИ ПОДКЛЮЧЕНИИ ЭЛЕКТРОМОБИЛЬНОГО ТРАНСПОРТА К ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СЕТЯМ ОБЩЕГО НАЗНАЧЕНИЯ**

**А.Ф. Жаркин<sup>1</sup>**, чл.-корр. НАН Украины, **В.А. Новский<sup>1</sup>**, докт. техн. наук, **А.П. Западничук<sup>2</sup>**, канд. наук по гос. упр., **В.В. Мартынов<sup>1</sup>**, канд. техн. наук,

<sup>1</sup> **Институт электродинамики НАН Украины,**  
**пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина,**  
**e-mail: [novskyi@ied.org.ua](mailto:novskyi@ied.org.ua),**

<sup>2</sup> **Секция прикладных проблем НАН Украины,**  
**ул. Владимирская, 54, Киев, 01030, Украина.**

*Рассмотрены основные аспекты построения мощного двунаправленного зарядного преобразователя для реализации концепции двустороннего энергетического обмена «Vehicle-to-grid» («V2G») при подключении электро-мобильного транспорта к электрической сети общего назначения для обеспечения передачи электроэнергии от распределительной сети тяговых аккумуляторных батарей электромобилей и гибридов для их зарядки и в обратном направлении – из батарей во внешнюю электрическую сеть для выравнивания суточного графика нагрузки. Приведены основные технические решения указанного двунаправленного преобразователя в составе мощных зарядных станций электромобилей и гибридов. Библи. 9, рис. 3, табл. 1.*

**Ключевые слова:** электромобиль, тяговая аккумуляторная батарея, зарядная станция, двунаправленный преобразователь, электрическая сеть.

## FEATURES OF CONSTRUCTION OF BI - DIRECTIONAL CHARGING CONVERTERS FOR REALIZATION OF THE CONCEPT OF BILATERAL ENERGY-EXCHANGE “VEHICLE-TO-GRID” IN DISTRIBUTION NETWORKS

A.F. Zharkin, V.O. Novskiy, O.P. Zapadynchuk, V.V. Martinov

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

e-mail: [novsky@ied.org.ua](mailto:novsky@ied.org.ua),

<sup>2</sup>Section of applied problems National Academy of Sciences of Ukraine,  
Vladimirskaya St., 54, Kyiv, 01030, Ukraine.

*Aspects of the practical implementation of Vehicle-to-grid (V2G) technology for bi-directional energy exchange when connecting electric vehicles to a public electric network based on the use of the designed powerful bi-directional charging converter are considered. It is intended to the transmission of electric power from the distribution network to traction batteries of electric vehicles or hybrids for their charging and vice versa - from batteries to public electric network in order to smooth out the daily load schedule. The main technical solutions and features of the practical implementation of designed semiconductor converter that can use as part of powerful charging stations of electric vehicles and hybrids are presented. References 9, figures 3, table 1.*

**Keywords:** electric car, traction battery, charging station, bi-directional converter, electrical network.

1. HEVCars. URL: <https://hev cars.com.ua/glava-ukrenergo-elektromobili-pozitivno-vliyyut-na-energosistemu/16.11.2018> (accessed: 15.01.2020). (Rus)
2. Tesla Supercharger. URL: [https://uk.wikipedia.org/wiki/Tesla\\_Supercharger](https://uk.wikipedia.org/wiki/Tesla_Supercharger) (accessed: 22.12.2019). (Ukr)
3. Electric vehicles will help the shift toward EU's green transport future. 10 December 2019. European Environment Agency. URL: <https://www.eea.europa.eu/highlights/electric-vehicles-will-help-the/download.pdf>. (accessed: 15.01.2020).
4. European Environment Agency. Electric vehicles from life cycle and circular economy perspectives. Transport and Environment Reporting Mechanism (TERM). Report EAA, 2018. 74 p. URL: <https://www.eea.europa.eu/publications/electric-vehicles-from-life-cycle> (accessed: 15.01.2020).
5. Nissan and Enel launch groundbreaking Vehicle-to-grid project in UK. *Nissan News*. 2016. (Rus) URL: <https://russia.nissannews.com/ru-RU/releases/release-145211-nissan-enel-vehicle-to-grid> (accessed: 25.01.2020).
6. K.Uddin, T. Jackson, D.Widanage, G. Chouchelamane, P. Jennings, J. Marco. On the possibility of extending the lifetime of lithium-ion batteries through optimal V2G facilitated by an integrated vehicle and smart-grid system. *Energy*. August, 2017. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.energy.2017.04.116>
7. Beshta A.S., Aziukovski A.A., Khudolii E.P., Khudolii S.S., Balakhontsev O.V. Technical and economic justification of cogeneration technology with the use of electromobile. *Elektrotehnika ta elektroenergetyka*. 2019. No 3. Pp. 42-51. (Ukr).
8. Hao Qian. A high-efficiency grid-tie battery energy storage system. Dissertation submitted to the faculty of the Virginia Polytechnic Institute of PhD diss.: Electrical Engineering. Blacksburg, Virginia. 2011. 150 p.
9. Zharkin A., Novskiy V., Martynov V. Powerful Unified Inverter Modules for Energy Storage Systems. IEEE 6th International Conference on *ENERGY SMART SYSTEMS (IEEE ESS)*. 2019. Pp. 144-149.

Надійшла 28.02.2020

Остаточний варіант 21.04.2020

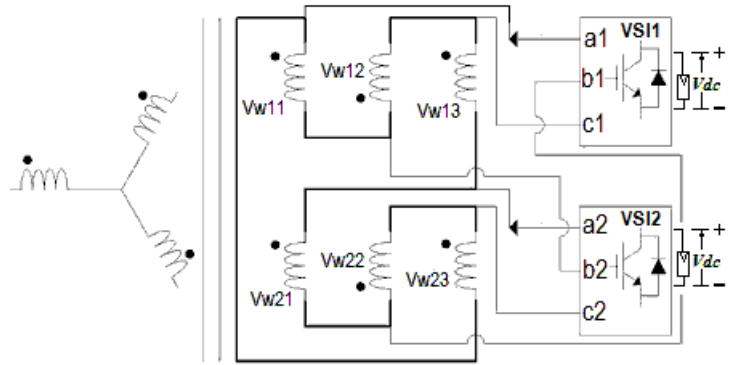
## TWO-INVERTER-BASED PHOTOVOLTAIC INSTALLATION ADJUSTED BY THE MODIFIED SCHEME OF SPACE-VECTOR MODULATION

V. Oleschuk\*, Dr.Sc., V. Ermuratskii, Dr.Sc.  
 Institute of Power Engineering of Moldova,  
 Academy Str. 5, Kishinau, MD-2028, Moldova.  
 E-mail: [oleschukv@hotmail.com](mailto:oleschukv@hotmail.com)

*Algorithms of synchronous one-stage modulation have been modified and disseminated for adjustment of two two-level inverters of transformer-based photovoltaic installation with specific double-delta configuration of inverter-side windings of power transformer. Modified algorithms of synchronous space-vector modulation, applied for control of inverters of PV system with specialized connection of windings of power transformer, assure improved spectral composition of winding voltages of transformer, characterized by the lacking in its spectra of even harmonics and undesirable sub-harmonics for any control modes and regimes of operation of system. References 9, figures 6, table 1.*

**Keywords:** voltage source inverter, photovoltaic panels and arrays, multi-winding transformer, modulation strategy.

**Introduction.** Solar-energy-based photovoltaic (PV) renewable energy systems are ones of the most rapidly growing directions of research, implementation, and application between renewable sources of electrical energy. Effects of researchers are concentrated nowadays at both development of perspective structures and topologies of PV systems, and on investigation of control and modulation strategies of power electronic converters of PV installations [1-5]. Fig. 1 presents one of perspective configuration of transformer-based PV system consisting from two three-phase (standard) voltage source inverters VSI1 and VSI2, outputs of which are connected to the corresponding six windings of power double-delta transformer (PDDT) [6].



**Fig. 1**

**Basic control dependences of PV installation with two PWM inverters.** Based on the development of the methodology of synchronous space-vector modulation [7-9], and properties of PV system with PDDT [6], Table presents set of modified control dependences for the presented PV installation allowing synchronous and symmetrical regulation of winding voltages during adjustment of PV system, including

Switching frequency $F_s$ Switching sub-cycle $\tau$	Parameters of control signals and output voltage of VSIs (Fig. 2)	Instantaneous values of winding voltages $V_{w11} - V_{w13}$ of PDDT
$F_{s(PWMC)} = F(6n - 3)$ $\tau_{PWMC} = 0,5F_s = [6F(2n - 1)]^{-1}$ $F_{s(PWMD)} = F(8n - 5)$ $\tau_{PWMD} = 1/[6F(2n - 1.5)]$ where $n=2,3,4,\dots$	$\beta_1 = 1.1m\tau$ $\beta_j = \beta_1 \cos[(j-1)\tau]$ $\gamma_j = \beta_{n-j+1} \{0.8 - 0.5 \tan[(n-j)\tau]\}$ $\lambda_j = \tau - (\beta_j + \beta_{j+1})/2$	$V_{w11} = (2V_{a1} - V_{b1} - V_{c1})/3 - (V_{a2} - 2V_{b2} + V_{c2})/3$ $V_{w12} = (V_{a1} + V_{b1} - 2V_{c1})/3 - (-V_{a2} + 2V_{b2} - V_{c2})/3$ $V_{w13} = (-V_{a1} - V_{b1} + 2V_{c1})/3 - (-2V_{a2} + V_{b2} + V_{c2})/3$

control modes during fluctuation of frequency of electrical grid. In this Table  $F$  is fundamental frequency of electric grid (usually  $F=50$  Hz with some small fluctuations),  $m$  is coefficient of modulation of inverters,  $V_{a1}$ ,

$V_{b1}$ ,  $V_{c1}$ ,  $V_{a2}$ ,  $V_{b2}$ , and  $V_{c2}$  are pole voltages of VSI1 and VSI2. Fig. 2 illustrates basic control and modulation parameters of inverters, and shows (inside the  $90^\circ$ -time-interval) sequence of switching of each VSI, and the corresponding pole (Phases  $a$ ,  $b$ ) and line ( $V_{ab}$ ) voltages of VSIs adjusted by algorithms of continuous (PWMC, Fig. 2,  $a$  [8]) and discontinuous (PWMD30, Fig. 2,  $b$  [8]) schemes of synchronous modulation.

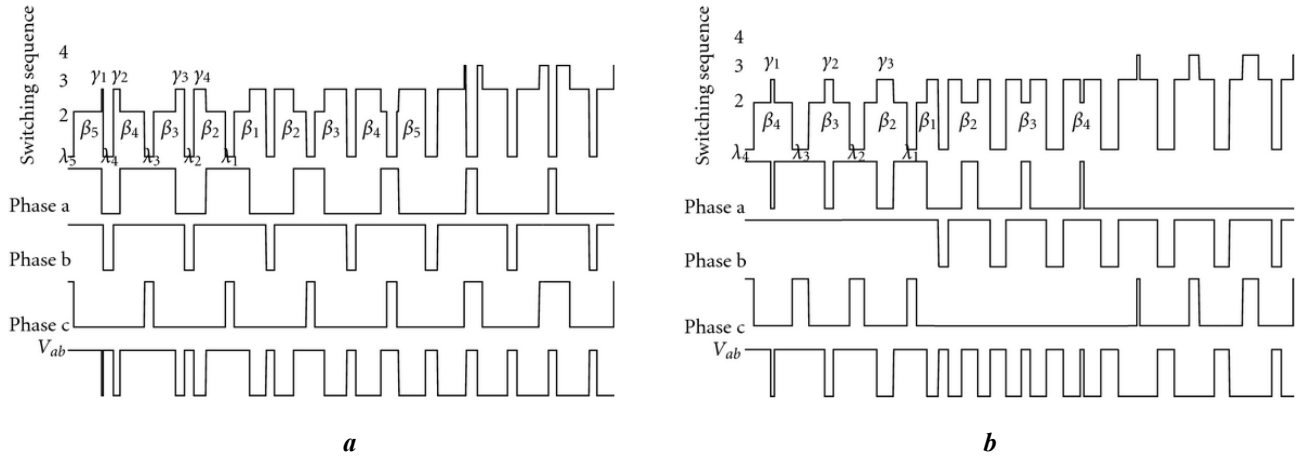


Fig. 2

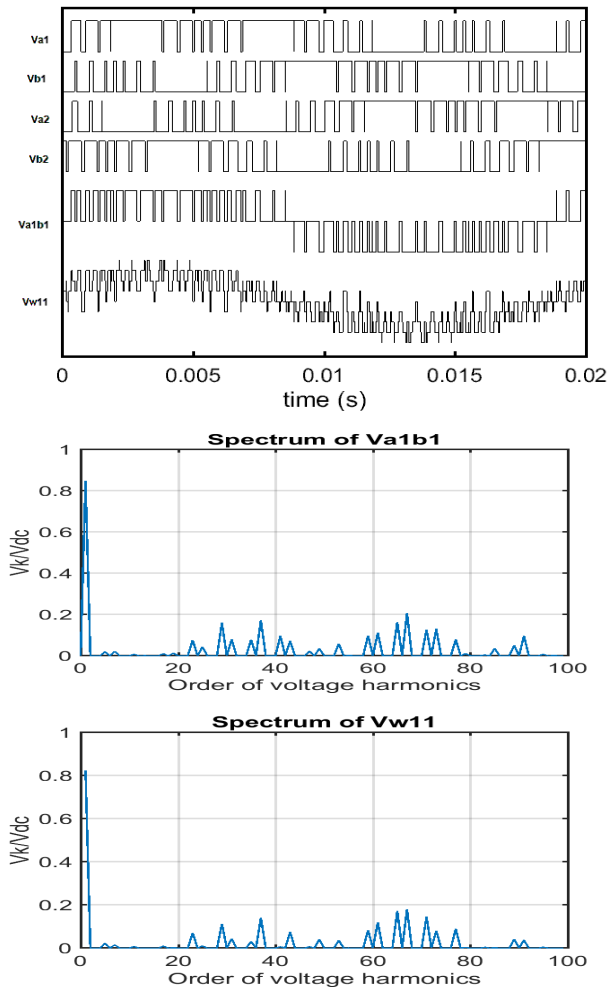
**Voltage waveforms of PV installation with two PWM inverters.** Fig. 3 – Fig. 5 show basic voltage waveforms of the system (relative values of pole voltages of VSIs  $V_{a1}$ ,  $V_{b1}$ ,  $V_{a2}$ ,  $V_{b2}$ , of line voltage  $V_{ab1}$ , and of winding voltage  $V_{w11}$ ). Also, harmonic spectra of voltages  $V_{ab1}$  and  $V_{w11}$  have been presented in these figures. Curves in Fig. 3 correspond to installation with VSIs controlled by algorithms of discontinuous synchronous version-30 modulation (PWMD30 [8]), diagrams in Fig. 4 correspond to VSI-based system controlled by the scheme of discontinuous pulsewidth version-60 modulation (PWMD60 [8]), and curves in Fig. 5 correspond to installation with inverters adjusted by algorithms of the continuous synchronous PWM (PWMC [8]). Operating frequency of photovoltaic system is equal to  $50\text{Hz}$ , and average frequency of switching of power switches of VSIs is equal to  $1.05\text{kHz}$ . Modulation index of VSIs is equal to  $m=0.75$ .

Results of simulation of system, presented in Figs. 3 – Fig. 5, show, that for the all analyzed control modes both line voltages and winding voltages have quarter-wave symmetry and are characterized by the lacking in its spectra of even harmonics and sub-harmonics. It is shown also, that spectra of winding voltages are much better in comparison with spectra of the corresponding line voltages of VSIs.

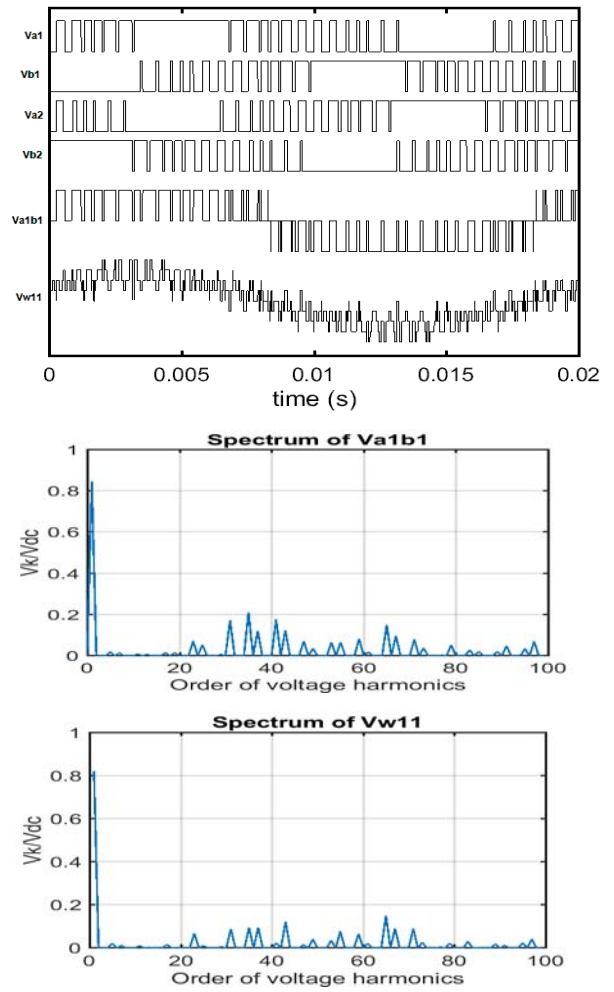
**Total Harmonic Distortion factor of voltages of transformer-based PV installation.** Total Harmonic Distortion (THD) factor is an important parameter for comparison of integral harmonic composition of basic voltage waveforms of photovoltaic systems [1]. Fig. 6,  $a$ ,  $b$  shows results of determination of THD of line voltage and winding voltage of the analyzed photovoltaic installation with two values of maximum numbers of calculated harmonics ( $k$ -th harmonics) –  $k=40$  (Fig. 6,  $a$ ), and  $k=100$  (Fig. 6,  $b$ ):

$$THD = (1/V_{w11_1}) \sqrt{\sum_{k=2}^{40} V_{w11_k}^2} \quad (\text{Fig. 6, } a); \quad THD = (1/V_{w11_1}) \sqrt{\sum_{k=2}^{100} V_{w11_k}^2} \quad (\text{Fig. 6, } b).$$

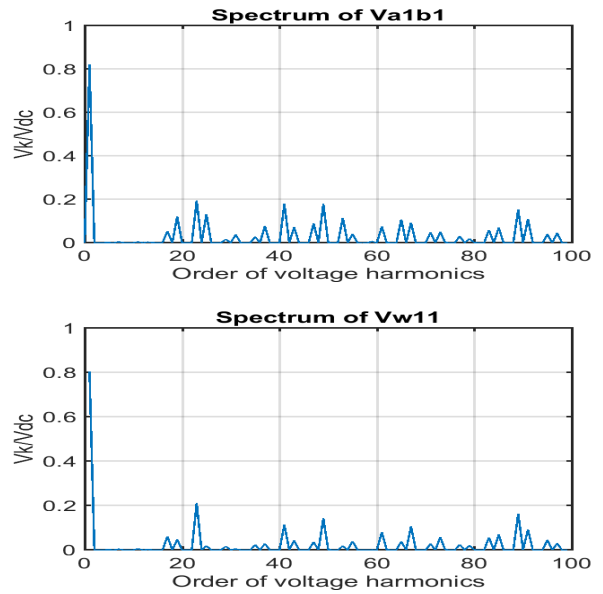
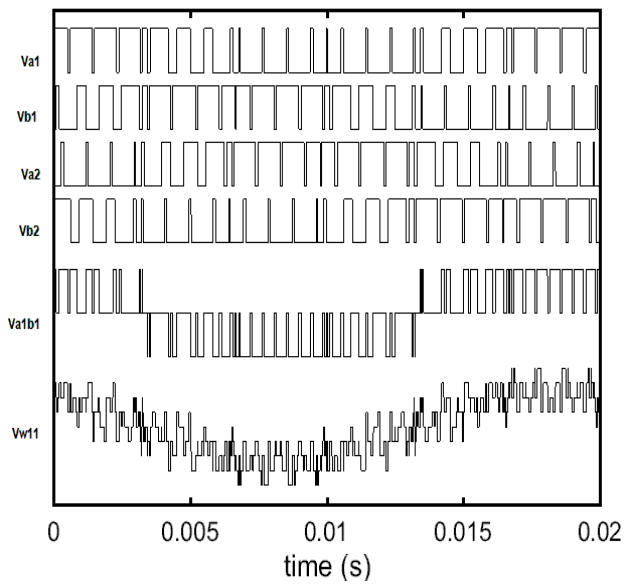
Corresponding determination of value of THD factor of the  $V_{ab1}$  and  $V_{w11}$  voltages of photovoltaic installation on the base of VSIs has been executed for systems controlled by continuous (PWMC) and two discontinuous (PWMD30 and PWMD60) versions of synchronous pulsewidth modulation. Average frequency of switchings of power switches of VSIs was equal to  $1.05\text{kHz}$  for these calculations. The presented results show remarkable improvement of spectral composition of winding voltages of inverter-side windings of PDDT of photovoltaic installation on the base on VSIs controlled by the modified algorithms of synchronous space-vector PWM, assuring to decrease of the corresponding losses of power transformer.



**Fig. 3**



**Fig. 4**



**Fig. 5**

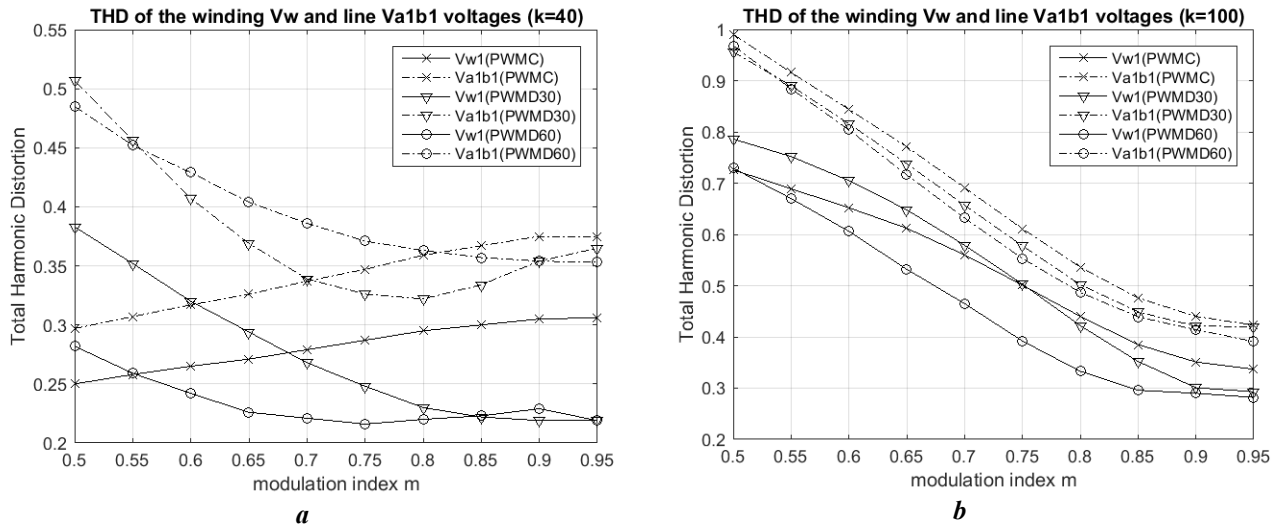


Fig. 6

**Conclusion.** Modified algorithms of synchronous space-vector PWM of two VSIs of transformer-based photovoltaic installation insure improved spectral composition of multilevel winding voltage of PDDT, characterized by the lacking in its spectra of even harmonics and undesirable subharmonics for any control regimes of operation of PV system. Also, the used scheme of determination of control signals and switching frequency of inverters provides synchronous voltage control during fluctuation of grid frequency, assures better harmonic spectra and integral spectral characteristics of winding voltage of PDDT in comparison with line-to-line voltage of inverters. Therefore, the corresponding reduction of losses in inverter-side windings of power transformer can be achieved. Results of comparative analysis of Total Harmonic Distortion factor of winding voltage of the analyzed photovoltaic system show big dependence of value of this factor (for systems on the base of converters with relatively low switching frequency) from number of voltage harmonics taken into consideration for calculation of Total Harmonic Distortion factor.

1. Aiello M., Cataliotti A., Favuzza S., Graditi G. Theoretical and experimental comparison of Total Harmonic Distortion factors for the evaluation of harmonic and interharmonic pollution of grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transaction on Power Delivery*. 2006. Vol. 21. No 3. Pp. 1390-1397.
2. Grandi G., Rossi C., Ostojic D., Casadei D. A new multilevel conversion structure for grid-connected PV applications. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*. 2009. Vol. 56. No 11. Pp. 4416-4426.
3. Shavelkin A., Shvedchikova I. Multifunctional converter for single-phase combined power supply systems for local objects with a photovoltaic solar battery. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2018. No 5. Pp. 92-95. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.05.092>
4. Pires V.F., Cordeiro A., Foito D., Silva J.F. Three-phase multilevel inverter for grid-connected distributed photovoltaic systems based in three three-phase two-level inverters. *Solar Energy*. 2018. Vol. 174. Pp. 1026-1034.
5. Shavelkin A.A. Improvement of the structure for the current control loop with the use of PWM for the grid inverter of the combined power supply system. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2019. No 3. Pp. 37-45. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.03.037>
6. Park Y., Ohn S., Sul S-K. Multi-level operation with two-level converters through a double-delta source connected transformer. *Journal of Power Electronics*. 2014. Vol. 14. No 6. Pp. 1093-1099.
7. Blaabjerg F., Oleschuk V., Lugeanu F. Synchronization of output voltage waveforms in three-phase inverters for induction motor drives. *IEEE-IEEJ Power Conversion Conference (PCC'2002)*. Osaka, Japan, 2002. Pp. 528-533.
8. Oleschuk V., Griva G., Profumo F., Tenconi A. Synchronized PWM control of symmetrical six-phase drives. *IEEE International Conference on Power Electronics (ICPE'2007)*. Daegy, Korea, 2007. Pp. 147-152.
9. Oleschuk V., Barrero F. Standard and non-standard approaches for voltage synchronization of drive inverters with space-vector PWM: A survey. *International Review of Electrical Engineering*. 2014. Vol. 9. No 4. Pp. 688-707.

**ДВУХИНВЕРТОРНАЯ ФОТОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА, РЕГУЛИРУЕМАЯ НА БАЗЕ МОДИФИЦИРОВАННОЙ СХЕМЫ ВЕКТОРНОЙ МОДУЛЯЦИИ**

**В. Олещук**, докт. техн. наук, **В. Ермуратский**, докт. техн. наук  
Институт энергетики Молдовы,  
ул. Академическая, 5, Кишинев, MD-2028, Молдова.  
E-mail: [oleschukv@hotmail.com](mailto:oleschukv@hotmail.com)

*Выполнена диссеминация схем и алгоритмов синхронной векторной модуляции для регулирования двух трехфазных инверторов напряжения фотопреобразовательной системы на базе силового трансформатора с соединением инверторных обмоток трансформатора по схеме двойного треугольника. Использование модифицированных алгоритмов синхронной векторной модуляции позволяет при этом обеспечить улучшенный спектральный состав напряжения на обмотках силового трансформатора с соответствующим снижением потерь в обмотках трансформатора и во всей фотопреобразовательной системе. Библ. 9, рис. 6, табл. 1.*

**Ключевые слова:** инвертор напряжения, фотоэлектрические панели и массивы, многообмоточный трансформатор, модуляционная стратегия.

**ДВУХИНВЕРТОРНАЯ ФОТОПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА, РЕГУЛЬОВАНА НА БАЗІ МОДІФІЦІРОВАНОЇ СХЕМИ ВЕКТОРНОЇ МОДУЛЯЦІЇ**

**В. Олещук**, докт. техн. наук, **В. Ермуратський**, докт. техн. наук  
Інститут енергетики Молдови,  
вул. Академічна, 5, Кишинів, MD-2028, Молдова.  
E-mail: [oleschukv@hotmail.com](mailto:oleschukv@hotmail.com)

*Виконано дисемінацію схем і алгоритмів синхронної векторної модуляції задля регулювання двох трьохфазних інверторів напруги фотоперетворювальної системи на базі силового трансформатора із з'єднанням інверторних обмоток трансформатора за схемою подвійного трикутника. Використання модифікованих алгоритмів синхронної векторної модуляції дає змогу при цьому забезпечити покращений спектральний склад напруги на обмотках силового трансформатора з відповідним зниженням втрат у обмотках трансформатора і в усій фотоперетворювальної системі. Бібл. 9, рис. 6, табл. 1.*

**Ключові слова:** інвертор напруги, фотоелектричні панелі та масиви, багатообмотувальний трансформатор, модуляційна стратегія.

Надійшла 28.02.2020  
Остаточний варіант 01.06.2020



## ОРГАНІЗАЦІЯ ВОЛЬТОДОДАВЧОГО КАНАЛУ В СТРУКТУРІ ВІДНОВЛЮВАНОВОГО ДЖЕРЕЛА ЕНЕРГІЇ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

К.О. Липківський\*, докт. техн. наук, А.Г. Можаровський\*\*, канд. техн. наук.

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

E-mail: [lypkivskyk@ukr.net](mailto:lypkivskyk@ukr.net); [AnatMozhrvsk@ukr.net](mailto:AnatMozhrvsk@ukr.net)

*Нестабільність роботи відновлюваних джерел енергії (ВДЕ), яка зумовлена зміною метеорологічних умов, вимагає відповідного коригування вихідної напруги. Один з варіантів здійснення такого коригування полягає в організації вольтододавчого каналу, що пропонується виконувати на основі напівпровідникового перетворювача енергії, трансформаторно-ключова виконавча структура (ТКВС) якого складається з трансформатора з секціонованою вторинною обвиткою та багаторівневого випрямляча. Ця ТКВС шляхом дискретно-разового керування ключовими елементами реалізує необхідну цілеспрямовану зміну рівня вихідної напруги. Проаналізовано множину сталих станів функціонування (коефіцієнтів передачі по напрузі) ТКВС та визначено доцільні варіанти переходів між ними. Обґрунтовано високу ефективність використання ключових елементів у цій ТКВС та малі сумарні втрати на напівпровідникових приладах. Бібл. 6, рис. 2, табл. 1.*

**Ключові слова:** відновлюване джерело енергії, вольтододавчий канал, перетворювач напруги, трансформаторно-ключова виконавча структура, секція обвитки, багаторівневий випрямляч.

Останні десятиріччя у світовій енергетиці відбувається стрімкий розвиток відновлюваних джерел енергії (ВДЕ) – за даними [1] їхня загальна встановлена потужність зросла з 1228 ГВт у 2010 році до 2350 ГВт у 2018 році, тобто майже вдвічі. Відновлювані джерела енергії відзначаються практичною невичерпністю та екологічною чистотою, що сприяє поліпшенню екологічного стану і не призводить до зміни енергетичного балансу на планеті [2]. Проте апріорна залежність роботи всіх ВДЕ від метеорологічних умов докільця вимагає для забезпечення унормованої роботи системи застосування в ній певних технічних засобів стабілізації вихідної напруги.

У [3] запропоновано цікаве схемотехнічне рішення цієї проблеми для ВДЕ з виходом на постійному струмі (рис. 1). Воно полягає в організації вольтододавчого каналу живлення навантаження (ВДК), яким, за необхідності, реалізується додаткове подавання енергії від окремого джерела. У ВДК

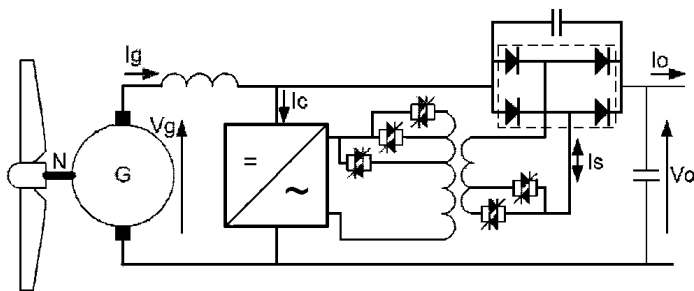


Рис. 1

вхідну напругу постійного струму інвертор (зазвичай високочастотний) перетворює на енергію змінного струму, яка подається на трансформаторно-ключову виконавчу структуру ТКВС [4], що складається з трансформатора (Tr) з секціонованими обвитками та двох напівпровідникових комутаторів (три пари зустрічно-паралельно з'єднаних тиристорів у вхідному колі Tr та дві – у вихідному). Рівень вихідної напруги Tr, яка подається у діагональ діодного моста, увімкнено-

го послідовно з навантаженням, можна цілеспрямовано змінювати шляхом дискретно-разового керування [5] тиристорами в діапазоні  $(1 \div 6)\Delta U_1$ , де  $\Delta U_1$  – крок регулювання. Ця напруга додається до напруги генератора у випадку її зниження, тобто досягається певне нівелювання відхилень вихідної напруги ВДЕ від номінального значення. (Мова йде саме про відхилення, а не коливання напруги, бо система не є прецизійною та швидкодіючою). Особливістю цього рішення є достатньо велика кількість напівпровідникових елементів (10 тиристорів, 4 діоди), причому одночасно обтікаються струмом чотири напівпровідникові переходи, що негативно позначається на коефіцієнті корисної дії ВДК.

У роботі пропонується функції цілеспрямованої зміни додаткової напруги змінного струму та її випрямлення покласти на так званий багаторівневий тиристорний випрямляч [6], який реалізує вольтододавання у тому ж діапазоні, але має лише вісім тиристорів, з яких одночасно працює лише два.

© Липківський К.О., Можаровський А.Г., 2020

ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0002-3292-1360>; \*\* <https://orcid.org/0000-0001-9801-2728>

Метою роботи є визначення доцільного принципу керування тиристорами трансформаторно-ключової виконавчої структури з багаторівневим випрямлячем у вольтододавчому каналі відновлюваного джерела енергії постійного струму.

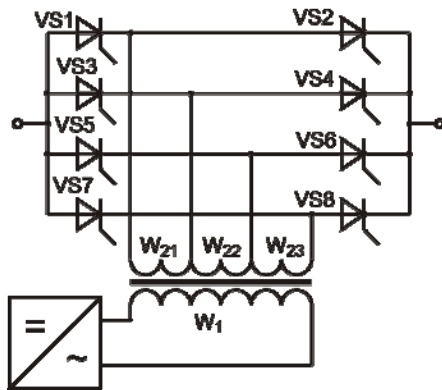


Рис. 2

На рис. 2 показано один з множини варіантів схемотехнічної реалізації такого вузла вольтододавання на основі ТКВС перетворювача постійної напруги. До його складу входить трансформатор, що має первинну обвитку  $W_1$ , вторинну з трьох секцій –  $W_{21}$ ,  $W_{22}$ ,  $W_{23}$  та чотири стійки, що складаються з двох послідовно з'єднаних тиристорів: C1 – тиристори VS1, VS2; C2 – VS3, VS4; C3 – VS5, VS6; C4 – VS7, VS8. Для забезпечення лінійної зміни вихідної напруги співвідношення кількості витків секцій вторинної обвитки трансформатора наступне:  $W_{22}=3W_{21}$ ,  $W_{23}=2W_{21}$ . Місця з'єднання пари тиристорів у стійках підключено до відповідних відводів секцій вторинної обвитки. Даний вузол виконує ту ж саму функцію, що й вищенаведений пристрій, й забезпечує ті ж самі сім станів ( $J=7$ ) з нетотожними дискретними коефіцієнтами передачі, яким відповідає сім рівнів вихідної напруги перетворювача.

Це насамперед стан прямої передачі або "транзит" ( $j=0$ ) – увімкнено ключі тільки однієї будь-якої стійки (у аналога цей стан буде у випадку, коли вимкнено ключі комутатора у вторинній обвитці), де  $j$  – номер стану. Решта станів формується, якщо вмикаються дві стійки. Представимо їх в порядку пропорційного збільшення вихідної напруги вузла вольтододавання (падіння на тиристорах не враховуються):  $j=1$ ,  $\Delta U = \Delta U_1 - C1, C2$ ;  $j=2$ ,  $\Delta U = 2\Delta U_1 - C3, C4$ ;  $j=3$ ,  $\Delta U = 3\Delta U_1 - C2, C3$ ;  $j=4$ ,  $\Delta U = 4\Delta U_1 - C1, C3$ ;  $j=5$ ,  $\Delta U = 5\Delta U_1 - C2, C4$ ;  $j=6$ ,  $\Delta U = 6\Delta U_1 - C1, C4$ . Зазначимо, що номер стану співпадає з напругою вузла вольтододавання, нормованою по напрузі секції  $W_{21}$ . Слід звернути увагу на те, що, коли буде одночасно увімкнено групу з трьох або чотирьох стійок, величину вихідної напруги визначають крайні стійки в групі.

$j_n \backslash j_n$	0	1	2	3	4	5	6
0	C2	+C1	+C3-C2 +C4	+C3	+C1-C2 +C3	+C4	+C1-C2 +C4
1	-C1	C1C2	+C3-C1 +C4-C2	+C3-C1	+C3-C2	+C4-C1	+C4-C2
2	-C3+C2 -C4	-C3+C1 -C4+C2	C3C4	+C2-C4	+C1-C4	+C2-C3	+C1-C3
3	-C3	+C1-C3	+C4-C2	C2C3	+C2-C4	+C4-C3	+C1-C2 +C4-C3
4	-C1+C2 -C3	+C2-C3	+C4-C1	+C4-C2	C1C3	+C2-C1 +C4-C3	+C4-C3
5	-C4	+C1-C4	+C3-C2	+C3-C4	+C1-C2 +C3-C4	C2C4	+C1-C2
6	-C1+C2 -C4	+C2-C4	+C3-C1	+C2-C1 +C3-C4	+C3-C4	+C2-C1	C1C4

забезпечує "транзит", обрано стійку C2). Введення в дію стійки позначається знаком "+", а виведення з дії – знаком "-".

Застосування дискретно-разового керування ключами дозволяє у ТКВС використовувати природно комутацію тиристорів, що спрощує реалізацію керування. Оскільки, як вже зазначалося, перехід з одного стану структури в інший необхідно проводити без переривання силового струму, вибір моменту зняття сигналів керування з працюючих тиристорів треба здійснювати в середині півперіоду змінної напруги, одночасно подаючи сигнал керування на ключі, які вступають у роботу. Такий алгоритм враховує властивості роботи неповністю керованих елементів – тиристорів: залежності від наявності сигналу керування, від полярності напруги на ньому та протікання струму в колі.

Реалізація такого алгоритму багатоваріантна. У деяких випадках він може відбуватися одноетапно (за один крок). Наприклад, перехід від стану "транзит" (C2), за якого  $\Delta U=0$ , до стану  $j=1$ ,  $\Delta U = \Delta U_1$  вимагає лише подачі імпульсів керування на тиристори стійки C1. Перехід від стану  $j=1$  до стану

Операції переходу структури з будь-якого початкового стану ( $j_n$ ) у будь-який необхідний інший стан ( $j_n$ ) відображено у таблиці, де лівий стовпчик визначає  $j_n$ , верхній рядок –  $j_n$ , а по діагоналі виділено чарунки, у яких наведено позначення сполучень працюючих стійок у кожному з семи штатних станів (при цьому  $j_n=j_n$ ); вище і праворуч від цієї діагоналі реалізується збільшення  $\Delta U$ , нижче і ліворуч – зменшення (тут за стійку, що

$j=3$  реалізується шляхом одночасного зняття сигналів керування з тиристорів стійки С1 та подачею відповідних сигналів на тиристори стійки С3 тощо.

Проте, в деяких випадках переходи доводиться здійснювати через "нештатний" проміжний стан. Наприклад, у разі переходу з  $j=1$  у  $j=2$ . Початково увімкнено стійки С1 та С2 й, відповідно на випрямляч подається напруга  $\Delta U_1$ . Для переходу діємо за алгоритмом, наведеним вище: знімаємо керування з С1 та С2 й подаємо керування на тиристори стійок С3 та С4. Але тиристори стійки С1 ще продовжують проводити струм, а для тиристорів С4 виникають умови для вмикання, і вони починають проводити струм. Величина напруги для випрямлення визначатиметься увімкненими в даний час С1 та С4, тобто відповідатиме  $j=6$  (проміжний "нештатний" стан). Коли тиристори С1 закриються, залишаються відкритими тиристори С3 та С4, тобто відбувається перехід у стан  $j=2$ , на випрямляч подається напруга  $2\Delta U_1$ . Якщо при цьому переході не бажано мати нештатний стан з високою напругою ( $2\Delta U_1$ ), то можна діяти наступним чином.

Спочатку включаємо С3 – на виході маємо  $\Delta U=4\Delta U_1$  (працюють С1, С2, С3, але стан визначають крайні стійки); виключаємо С1, С2 – на виході  $\Delta U=0$ , ("транзит", працює С3.); включаємо С4 – на виході  $\Delta U=2\Delta U_1$  (працюють С3, С4). Це кінцевий стан  $j=2$ , який потрібен, тобто задача вирішена. Але, по-перше, перехід здійснено не за один крок, а за три; по-друге, на "шляху" було два проміжних стани  $j=0$  та  $j=4$  з  $\Delta U=4\Delta U_1 < 6\Delta U_1$ . Перехід з  $j=1$  у  $j=2$  можна виконати і з меншим значенням проміжного стану, але перехід потребує більшої кількості кроків – чотирьох. Тобто, тривалість переходу зросла, але найбільша величина проміжної напруги зменшилася до  $\Delta U=3\Delta U_1$ .

Наявність альтернативних варіантів переходу від одного стану ТКВС до іншого вимагає у кожному конкретному випадку порівнювати вагомість можливих наслідків – або "розтягування" переходу в часі у півтора-два рази, або певного збільшення вихідної напруги у проміжному стані. Проте цей короткотривалий "стрибок" напруги не є надто критичним.

Таким чином, багатоваріантність реалізації дискретно-разових переходів між станами є ще одним аспектом задекларованої [4] апріорної схемотехнічної, алгоритмічної та практичної багатоваріантності трансформаторно-ключових виконавчих структур перетворювачів напруги, що відзначаються високою ефективністю використання напівпровідникових ключових елементів та встановленої потужності трансформуючого елемента.

Наостанок зазначимо, що розглянуте у структурі відновлювального джерела живлення схемотехнічне рішення ТКВС може мати широку сферу застосування у всіх тих випадках, коли в системі живлення постійного струму доцільним є використання вольтододавчого каналу. До того ж, за необхідності можливим є варіювання глибини регулювання вихідної напруги при заданому кроці зміни її рівня, або ж зменшення цього кроку при заданій глибині шляхом збільшення кількості стійок випрямляча та відповідним збільшенням кількості секцій вихідної обвитки трансформуючого елемента. Вибір доцільних виткових співвідношень цих секцій є предметом окремого дослідження.

**Висновки.** Прослідковано особливості переходів між сталими станами трансформаторно-ключової виконавчої структури у складі вольтододавчого каналу постійного струму відновлювального джерела енергії при регулюванні вихідної напруги. Виявлено багатоваріантність реалізації цих переходів та сформовано принципові положення дискретно-разового керування такої ТКВС.

*Роботу виконано за держбюджетною темою "Бар'єр-2", державний реєстраційний номер 0117U007714 (КПКВК 6541030).*

1. Statistics Time Series.

URL: <https://www.irena.org/Statistics/View-Data-by-Topic/Capacity-and-Generation/Statistics-Time-Series> (дата звернення 25.01.2020).

2. Кириленко О.В., Павловський В.В., Лук'яненко Л.М., Трач І.В. Проблеми інтеграції відновлюваних джерел електроенергії в слабкі електричні мережі. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 5. С. 25-26.

3. Allan David Crane, Warren Mark Blewi. Power converters. US Patent 9800161B2. Oct. 27, 2017.

4 Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. К.: Наукова думка, 1983. 216 с.

5. Vimal, K Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. *IEEE Power Electronics Society Newsletter*. 2007. Vol. 19. No 4. Pp. 11-20.

6. Липковский К.А., Озерянский А.А., Градоблянский В.М. Особенности построения трансформаторно-тиристорных регуляторов выпрямленного напряжения. Методы и средства преобразования параметров электрической энергии. К.: Наукова думка, 1977. С. 24–28.

## ОРГАНИЗАЦИЯ ВОЛЬТОДОБАВОЧНОГО КАНАЛА В СТРУКТУРЕ ВОЗОБНОВЛЯЕМОГО ИСТОЧНИКА ЭНЕРГИИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

К.А. Липковский, докт. техн. наук, А.Г. Можаровский, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.

E-mail: [lypkivskyk@ukr.net](mailto:lypkivskyk@ukr.net); [AnatMozhrvsk@ukr.net](mailto:AnatMozhrvsk@ukr.net)

*Нестабильность работы возобновляемых источников энергии (ВИЭ), которая обусловлена изменением метеорологических условий, требует соответствующей корректировки выходного напряжения. Один из вариантов осуществления такой корректировки заключается в организации вольтодобавочного канала, который предлагается выполнять на основе полупроводникового преобразователя энергии, трансформаторно-ключевая исполнительная структура (ТКИС) которого состоит из трансформатора с секционированной вторичной обмоткой и многоуровневого выпрямителя. Эта ТКИС путем дискретно-кратного управления ключевыми элементами реализует необходимое целенаправленное изменение уровня выходного напряжения. Проанализировано множество постоянных состояний функционирования (коэффициентов передачи по напряжению) ТКВС и определены целесообразные варианты переходов между ними. Обосновано высокую эффективность использования ключевых элементов в этой ТКИС и малые суммарные потери на полупроводниковых приборах. Библ. 6, рис. 2, табл. 1.*

**Ключевые слова:** возобновляемый источник энергии, вольтодобавочный канал, преобразователь напряжения, трансформаторно-ключевая исполнительная структура, секция обмотки, многоуровневый выпрямитель.

## ORGANIZATION OF A BOOST CHANNEL IN THE STRUCTURE OF A RENEWABLE DC ENERGY SOURCE

K.O. Lypkivskyi, A.G. Mozharovskyi

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine

Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: [lypkivskyk@ukr.net](mailto:lypkivskyk@ukr.net); [AnatMozhrvsk@ukr.net](mailto:AnatMozhrvsk@ukr.net)

*The instability of the work of renewable energy sources (RES), which is caused by a change in meteorological conditions, requires appropriate adjustment of the output voltage. One of the options for implementing this adjustment is to organize a boost channel, which is proposed to be performed on the basis of a semiconductor energy converter, the transformer-and-switches executive structures (TSES) of which consists of a transformer with a partitioned secondary winding and a multi-level rectifier. This TSES through discrete-time control of key elements implements the necessary purposeful change in the level of output voltage. The set of constant functioning states (voltage transfer coefficients) of the TSES is analyzed and the appropriate transition options between them are determined. The high efficiency of the use of switches elements in this TSES and low total losses on semiconductor devices are substantiated. References 6, figures 2, table 1.*

**Key words:** renewable energy source, boost channel, voltage converter, transformer-and-switches executive structure, winding section, multi-level rectifier.

1. Statistics Time Series.

URL: <https://www.irena.org/Statistics/View-Data-by-Topic/Capacity-and-Generation/Statistics-Time-Series> (accessed 25.01.2020)

2. Kyrylenko O.V., Pavlovsky V.V., Lukanenko L.M., Trach I.V. Problems of integration of renewable energy sources into weak electric grids. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2012. No 5. Pp. 25-26. (Ukr)

3. Allan David Crane, Warren Mark Blewi. Power converters. US Patent 9800161B2. Oct. 27, 2017.

4. Lypkovskyi K.A. Transformer-and-Switches Executive Structures of Alternating Current Voltage Converters. Kiev: Naukova Dumka, 1983. 216 p. (Rus).

5. Bimal, K Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. *IEEE Power Electronics Society Newsletter*. 2007. Vol. 19.No 4. Pp. 11-20.

6. Lypkovskyi K.A., Ozerianskyi A.A., Gradoblianskyi V.M. Features of the construction of transformer-thyristor regulators of rectified voltage. Methods and means of converting electrical energy parameters. Kiev: Naukova Dumka, 1977. Pp. 24-28.

Надійшла 28.02.2020  
Остаточний варіант 16.04.2020

## СИСТЕМА АВТОМАТИЧНОГО ПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ РЕЗОНАНСНИХ ІНВЕРТОРІВ УСТАНОВОК ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ З МОДУЛЯЦІЄЮ ЩІЛЬНОСТІ ІМПУЛЬСІВ

В.Я. Гуцалюк\*, канд.техн.наук, О.М. Юрченко\*\*, докт.техн.наук, І.С. Зубков\*\*\*

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

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

*Представлено результати дослідження систем фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ) високочастотних транзисторних інверторів установок індукційного нагрівання з послідовним резонансним контуром на виході та керуванням інвертора за допомогою модуляції щільності імпульсів. Запропоновано спосіб керування з ФАПЧ, коли на інтервалі наявності напруги на виході інвертора використовуються сигнали зворотного зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів та за вихідним струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході – тільки за вихідним струмом. Бібл. 7, рис. 5.*

**Ключові слова:** індукційний нагрів, високочастотний резонансний інвертор, фазове автоматичне підстроювання частоти.

**Вступ.** В високочастотних установках індукційного нагрівання широко використовуються перетворювачі на базі транзисторних інверторів напруги з послідовним резонансним контуром на виході та керуванням інвертора за допомогою модуляції щільності імпульсів (низькочастотної імпульсної модуляції або pulse density modulation (PDM)).

У разі широкого діапазону зміни параметрів навантаження важливою частиною схеми керування високочастотних резонансних інверторів є система ФАПЧ, яка дає змогу забезпечити оптимальні режими перемикання транзисторів, коли транзистори інвертора вимикаються за невеликим струмом та індуктивним характером навантаження, а вмикаються за напругою, близькою до нуля. У цьому випадку в транзисторах забезпечуються мінімальні втрати енергії. В публікаціях достатньо широко представлено дослідження систем ФАПЧ для резонансних інверторів, але це не стосується систем керування з PDM [1-4]. Представлено аналогові, цифрові, аналого-цифрові та інші системи ФАПЧ. Ці системи використовують зворотній зв'язок з давачів переходу вихідного струму та напруги через нуль, або лише давачів переходу вихідного струму через нуль. Перші забезпечують більш високу точність роботи ФАПЧ. Однак всі ці системи задля забезпечення оптимальних режимів перемикання повинні проводити розрахунки часових зсувів в залежності від параметрів транзисторів, частоти, напруги живлення та часу затримки елементів системи керування. Розрахунки проводяться за припущення синусоїдальності струму. Також є труднощі з визначенням еквівалентної ємності транзисторів, від якої залежить час зростання напруги на транзисторах у разі перемикання. Її значення не надається виробниками для заданих режимів використання транзисторів. На відміну від високої, за низької добротності форма струму відхиляється від синусоїдальної, тому розрахунки фазового зсуву за низьких добротностях проводяться з певною похибкою [5].

Система PDM вносить складності в роботу ФАПЧ, тому що напруга на виході інвертора в режимах модуляції дорівнює нулю. Крім того спостерігаються низькочастотні коливання струму. У [6] представлено спосіб ФАПЧ в системах керування резонансним інвертором напруги з модуляцією щільності імпульсів. Під час реалізації цього способу використовується давач переходу струму через нуль та змінюється час затримки між керуючими імпульсами транзисторів та струмом в залежності від зміни амплітуди струму та частоти. При цьому розраховується мінімальне значення амплітуди пульсуючого струму залежно від ємності транзисторів, добротності та параметрів модуляції. Це суттєво ускладнює схему та зменшує точність роботи ФАПЧ. Також ця система не враховує несинусоїдальність вихідного струму за низьких добротностях коливального контура. У [7] запропоновано систему керування резонансним інвертором із самозбудженням, яка також не враховує особливості систем керування з PDM.

---

© Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Зубков І.С., 2020

ORCID ID: \*<https://orcid.org/0000-0002-2496-1338>; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-2107-2308>;

\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-9705-7278>

**Мета роботи.** Розробка способу керування резонансним інвертором з модуляцією щільності імпульсів та ФАПЧ установок індукційного нагрівання, який забезпечить оптимальні, з точки зору зменшення втрат енергії, режими перемикання транзисторів у широкому діапазоні зміни параметрів навантаження.

На рис. 1 показано схему силової частини резонансного інвертора установки індукційного нагрівання з послідовним контуром на виході та давачами напруги колектор-емітер (стік-витік)  $u_{ке}$  транзисторів (Дн1...Дн4), миттєвого значення вихідного струму  $i$  (Дс1), середнього за модулем значення вихідного струму  $I_{avg}$  (Дс2). Всі давачі струму мають гальванічний розв'язок з силовою частиною. На рис. 2 зображено ідеалізовані форми струму  $i$  та напруги  $u$  на виході інвертора з PDM, наведено порядок слідування сигналів керування транзисторами. В схемі можуть використовуватись снабберні конденсатори  $C_s$ . За PDM період модуляції  $T_M$  та час ввімкненого  $T_{ON}$  чи вимкненого  $T_{OFF}$  стану характеризуються числами, які відповідають кількості періодів вихідної напруги інвертора  $T_0$ :  $s = T_M/T_0$ ,  $m = T_{ON}/T_0$ ,  $n = T_{OFF}/T_0$ , де  $s$  – кількість періодів  $T_0$  за час модуляції  $T_M$ ,  $m$  – кількість періодів  $T_0$  за час  $T_{ON}$ ,  $n$  – кількість періодів  $T_0$  за час  $T_{OFF}$ ,  $n$  – лише натуральні числа, а  $m$  та  $s$  – числа, кратні 0,5. Коефіцієнт заповнення  $\gamma = m/s$ .

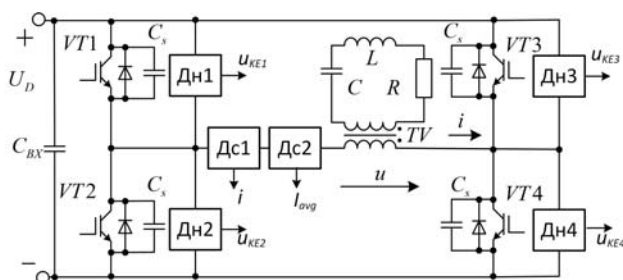


Рис. 1

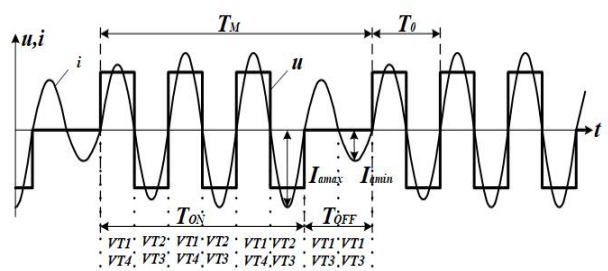


Рис. 2

Запропоновано систему ФАПЧ, яка на інтервалі часу  $T_{ON}$  використовує зворотній зв'язок з давачів переходу вихідного струму через нуль та сигналів  $u_{ке}$  транзисторів інвертора, а на інтервалі часу  $T_{OFF}$  використовує тільки зворотній зв'язок з давача переходу вихідного струму через нуль. На рис. 3 зображено структурну схему системи керування із запропонованою системою ФАПЧ. Схема блока ФАПЧ, яку наведено в аналоговому вигляді, складається з фазового детектора, фільтра нижніх частот, перетворювача напруга-частота, який в залежності від фазового зсуву підвищує чи знижує частоту імпульсів керування транзисторами інвертора. Система керування з PDM забезпечує стабілізацію середнього за модулем значення вихідного струму  $I_{avg}$  та, в залежності від сигналу похибки системи авторегулювання, формує імпульси  $u_{PDM}$ , які надходять на блок логіки та забезпечують необхідні алгоритми перемикання транзисторів.

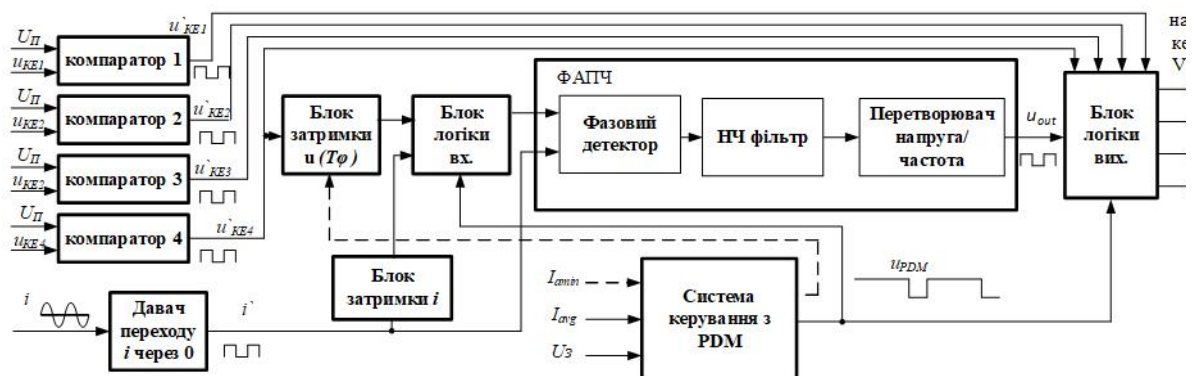


Рис. 3

В режимі  $T_{ON}$  ФАПЧ порівнює фази сигналів  $i'$  з давача перетину струмом нульового рівня та сигналу напруги колектор-емітер одного з транзисторів інвертора, що відповідає моменту досягнення напруги  $u_{ке}$  на транзисторі, що вимикається, напруги живлення інвертора  $U_D$ . Фазу напруги зручно визначити за напругою на другому транзисторі стійки інвертора, яка в цей момент є близькою до

нуля, в даному прикладі це  $u_{ке4}$ . Компаратор  $I$  порівнює  $u_{ке4}$  з невеликою постійною напругою  $U_{II}$  та виробляє сигнал  $i_{ке4}$ , який використовується для системи ФАПЧ. Блок затримки  $i$  забезпечує часовий зсув між  $i_{ке4}$  та  $u_{ке4}$  на час  $T_{\phi}$ , необхідний для завершення процесу вимикання транзисторів та вмикання наступних транзисторів інвертора. Сигнали  $u_{ке1}$ ,  $u_{ке2}$ ,  $u_{ке3}$ ,  $u_{ке4}$  також надходять в блок логіки та визначають момент вмикання відповідних транзисторів. Момент вимикання транзисторів визначається сигналом з блока ФАПЧ. На рис. 4 показано діаграми, які пояснюють роботу ФАПЧ на інтервалі  $T_{ON}$ , де  $T_{\Delta}$  – час зростання  $u_{ке}$  (час спаду напруги на іншому транзисторі стійки інвертора) у разі вимикання транзисторів,  $T_{z\ on}$ ,  $T_{z\ off}$  – час затримки початку вмикання та вимикання транзисторів, обумовлений властивостями драйверів та самих транзисторів.

Протягом часу  $T_{OFF}$  напруга на виході інвертора нульова, тому на блок ФАПЧ замість  $u_{ке4}$  надходить сигнал  $i_{ке4}$ , таким чином подається два однакових сигнали  $i_{ке4}$ , що забезпечує вхідний блок логіки. Однакові по фазі сигнали не змінюють частоту. Блок затримки  $i$  створює невеликий фазовий зсув на вході ФАПЧ на інтервалі  $T_{OFF}$ , що призводить до збільшення частоти вихідного струму на цьому інтервалі та збільшує значення  $T_{\phi}$ . Це забезпечує більш коректну роботу ФАПЧ за великих значень  $n$  та регулюванні струму до малих величин.

НЧ фільтр ФАПЧ усереднює частоту, яка відрізняється на різних інтервалах PDM. На інтервалі  $T_{OFF}$  частота відповідає частоті вільних коливань резонансного контура та визначається виразом

$$\omega_{T_{off}} = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}, \quad (1)$$

де  $\omega_0$  – резонансна частота контура;  $Q$  – добротність контура. На інтервалі  $T_{ON}$  частота коливань  $\omega_{T_{on}}$  визначається системою ФАПЧ та залежить від значення її фазового зсуву

$$\omega_{T_{on}} > \omega_{T_{off}}. \quad (2)$$

Запропонована структура ФАПЧ автоматично підтримує постійний час фазового зсуву  $T_{\phi}$  та, відповідно, режими перемикавання транзисторів, близькі до оптимальних (вимикання транзисторів за невеликим струмом та вмикання за нульовій напрузі) під час зміни параметрів навантаження, зміни  $U_D$  та частоти коливального контура. На рис. 4 штрихом показано, як змінюються діаграми у разі зміни амплітуди струму  $i$ .

Регулювання за допомогою PDM призводить до низькочастотних пульсацій амплітуди вихідного струму  $I_a$  від  $I_{amin}$  до  $I_{amax}$ . ФАПЧ у своєму складі має НЧ фільтр, тому автоматично підстроєна частота та відповідно фазовий зсув між струмом та напругою відповідають середньому значенню амплітуди вихідного струму.

За  $I_{amax}$  фазовий зсув  $T_{\phi}$  збільшується на величину зменшення фронту напруги  $u_{ке}$  транзисторів, а за  $I_{amin}$   $T_{\phi}$  зменшується на величину збільшення фронту  $u_{ке}$ . У разі невеликих пульсацій вихідного струму, що досягається завдяки вдосконаленню способів керування з PDM,  $T_{\phi}$  задається, враховуючи величину максимальної пульсації струму.

Оптимальний час  $T_{\Delta(opt)}$ , необхідний для перезаряду паразитних ємностей транзистора  $C_{eff}$  та ємності снабберного конденсатора  $C_s$  (між початком вимкнення транзистора і переходом струму на виході інвертора через нуль) [6], визначається за формулою

$$T_{\Delta(opt)} = \frac{T}{2\pi} \arccos \left( 1 - \frac{4\pi(C_{eff} + C_s)U_D}{I_a T} \right). \quad (3)$$

На практиці оптимальний режим забезпечити важко через широкий діапазон зміни параметрів навантаження, оскільки окрім зміни частоти та амплітуди струму може змінюватися величина напруги живлення, є розбіжність параметрів елементів, які до того ж залежать від температури. Крім того, у разі регулювання струму за допомогою PDM спостерігаються його пульсації. У нашому випадку (рис. 4) напруга  $u_{ке}$  досягає нульового рівня раніше, ніж струм перетинає нульове значення, наявність  $T_{\phi}$  дає змогу здійснити вмикання наступних транзисторів з урахуванням затримки системи керування

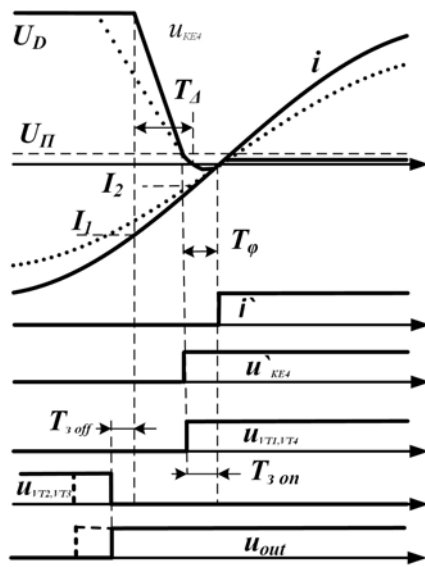


Рис. 4

та не допускає режим роботи, коли транзистори не встигають вимкнутися до моменту, коли струм змінює свій знак.

В режимах перемикавання за незначних  $T_{\Delta}$  у порівнянні з періодом можна вважати спад напруги та струму лінійним (рис. 4), тоді  $T_{\Delta}$  можна визначити як

$$T_{\Delta} \approx \frac{4(C_{eff} + C_s)U_D}{I_1 + I_2}, \quad (4)$$

де  $I_1, I_2$  – значення струму на початку та наприкінці фронту спаду напруги у разі вимикання транзисторів.

Як видно з (4),  $T_{\Delta}$  залежить від  $U_D$  та струмів  $I_1, I_2$ , які, в свою чергу, залежать від амплітуди струму  $I_a$ . Для великих пульсацій амплітуди струму задля забезпечення режимів перемикавання, близьких до оптимальних, необхідно  $T_{\phi}$  збільшувати на  $\Delta T_{\phi}$  в залежності від співвідношення  $I_{amin}$  (можна вимірювати) та амплітуди середнього значення струму, яке можна визначити, припускаючи синусоїдальність струму, як  $I_{avg} \pi/2$ . Їхнє співвідношення визначається виразом (5) і залежить від параметрів  $n, m, s$  та добротності коливального контура  $Q$  [6]

$$I_{amin} \left( \frac{\pi I_{avg}}{2} \right)^{-1} = \left( 1 - e^{-\frac{\pi}{Q}m} \right) \left( 1 - e^{-\frac{\pi}{Q}s} \right)^{-1} e^{-\frac{\pi}{Q} \left( n - \frac{1}{4} \right)}. \quad (5)$$

Розмах пульсації збільшується у разі зменшення  $Q$ , тому  $\Delta T_{\phi}$  визначається для мінімальних  $Q$ . Задля врахування впливу пульсації амплітуди струму необхідно додати блок вимірювання співвідношення (5) та ввести в структурну схему рис. 3 зв'язки, позначені штриховою лінією.

Для перевірки результатів використання запропонованого способу керування було проведено експериментальні дослідження на макеті перетворювача, побудованого на транзисторах IRG4PC40UD, які містять в своїй структурі зворотні діоди. Як блок ФАПЧ використовувалась мікросхема CD4046, схема керування, блоки логіки та затримки, побудовані на основі ПЛІС MAX II (ALTERA) з додатковими аналоговими елементами. Вплив пульсації амплітуди струму не враховувався.

На рис. 5, а, б наведено осцилограми вихідної напруги інвертора  $u$  (100 В/кл.) та струму  $i$  (5 А/кл.) за  $\gamma=1$  та різних значень вихідного струму (масштаб осі часу 1 мкс/кл). Частота вихідного струму – 48 кГц. Як видно з осцилограм, система ФАПЧ підтримує постійний час  $T_{\phi} \approx 650 \dots 680$  нс у разі зміни амплітуди струму приблизно в 4 рази. Значення  $T_{\phi}$  зберігається також зі зміною  $U_D$  та частоти. На рис. 5, в наведено осцилограми  $u$  (100 В/кл.) та  $i$  (5 А/кл.) за  $\gamma=1/2$  (масштаб осі часу 5 мкс/кл). За наявності модуляції також забезпечуються режими перемикавання, близькі до оптимальних.

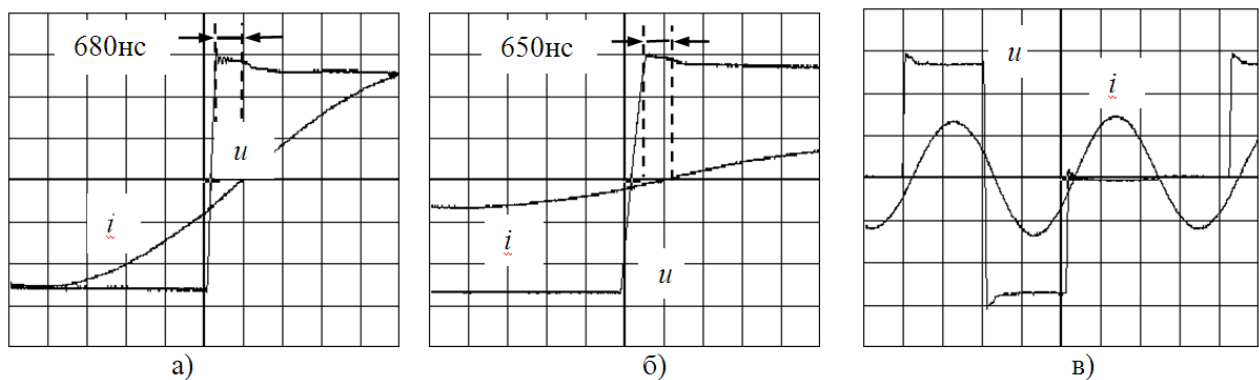


Рис. 5

**Висновки.** Запропонований спосіб керування резонансним інвертором з модуляцією щільності імпульсів та ФАПЧ, коли на інтервалі наявності напруги на виході інвертора використовується сигнал зворотного зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів інвертора та за вихідним струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході – тільки за вихідним струмом, дає змогу забезпечити режими перемикавання транзисторів, близькі до оптимальних, у широкому діапазоні зміни параметрів навантаження.



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

1. Segura G.M. Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire. Ph.D. dissertation, Dept. d'Enginyeria Electrica, Univ. Politecnica de Catalunya, Barcelona, Spain, 2012.
2. Cui Y.-L., He K., Fan Z.-W., Fan H.-L. Study on DSP-based PLL-controlled superaudio induction heating power supply simulation Int. Conf. on *Machine Learning and Cybernetics*, Guangzhou. 2005. Vol. 2. Pp. 1082-1087.
3. Chen M.-P., Chen J.-K., Murata K., Nakahara M., Harada K. Surge analysis of induction heating power supply with PLL. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2001. Vol. 16. No 5. Pp. 702-709.
4. Okuno A., Hayashi M., Kawano H., Yasutsune H., Nakaoka M. Series resonant frequency tracking-based high-frequency inverter using static induction power transistors for electromagnetic industrial induction metal surface heating and feasible evaluations. Int. Conf. on *Power Electronics and Drive Systems*. Singapore, 1995. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDS.1995.404920>
5. Hutsaliuk V.Ya., Zubkov I.S. Phase-locked loop systems of resonant inverters for induction heating installations under low q-factor of the oscillatory circuit. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2019. No 54. Pp. 88-94. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.54.088>
6. Herasymenko P., Hutsaliuk V., Pavlovskiy V., Yurchenko O. A Software Phase-Locked Loop of Control System of a Series-Resonant Voltage-Source Inverter for Induction Heating Equipment. IEEE First Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering*. Kyiv, Ukraine. 2017. Pp. 384-389.
7. Tikhomirov I.S., Vasilev A.S., Patanov D.A. Adaptive self-excitation algorithm for transistor voltage inverter in induction heating equipment. *Zhurnal nauchnykh publikacij aspirantov i doktorantov*. 2008. No 5. Pp. 188-192. (Rus)

УДК 621.314

## СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ РЕЗОНАНСНЫХ ИНВЕРТОРОВ УСТАНОВОК ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА С МОДУЛЯЦИЕЙ ПЛОТНОСТИ ИМПУЛЬСОВ

**В.Я. Гуцалюк**, канд.техн.наук, **О.Н. Юрченко**, докт.техн.наук, **И.С. Зубков**  
Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.  
E-mail: [alfa@ied.org.ua](mailto:alfa@ied.org.ua); [yuon@ied.org.ua](mailto:yuon@ied.org.ua)

*Представлены результаты исследования систем фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) высокочастотных транзисторных инверторов установок индукционного нагрева с последовательным резонансным контуром на выходе и управлением с помощью модуляции плотности импульсов. Предложен способ управления с ФАПЧ, когда на интервале наличия напряжения на выходе инвертора используются сигналы обратной связи по напряжению коллектор-эмиттер (сток-исток) транзисторов инвертора и по выходному току инвертора, а на интервале нулевого напряжения на выходе инвертора – только по выходному току. Библ. 7, рис. 5.*

**Ключевые слова:** индукционный нагрев, высокочастотный резонансный инвертор, фазовая автоматическая подстройка частоты.

## PHASE-LOCKED LOOP SYSTEM OF RESONANCE INVERTERS FOR INDUCTION HEATING INSTALLATION WITH PULSE DENSITY MODULATION

**V.Ya. Hutsaliuk**, **O.M. Yurchenko**, **I.S. Zubkov**  
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.  
E-mail: [alfa@ied.org.ua](mailto:alfa@ied.org.ua); [yuon@ied.org.ua](mailto:yuon@ied.org.ua)

*In the paper, it is presented the study of phase-locked loop (PLL) systems of high-frequency transistor inverters having the output series resonant circuit and inverter control with the aid of pulse density modulation for inductive heating installations. It is suggested a control method with PLL, when on the interval of the inverter output voltage presence feedback signals on transistor collector-emitter (drain-source) voltage are bring used, and on the interval of zero output voltage – only the feedback signals on the output current. References 7, figures 5.*

**Key words:** inductive heating, high-frequency resonant inverter, phase-locked loop (PLL).

Надійшла 28.02.2020  
Остаточний варіант 30.06.2020

## FORMING THE INDUCTION MOTOR TORQUE WHEN STARTING

**O. Khrebtova****Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University,  
Pershotravneva Str., 20, Kremenchuk, 39600, Ukraine.****E-mail: [34092@ukr.net](mailto:34092@ukr.net)**

*It is known that when starting some technological mechanisms, the resistance moment can exceed the passport value by several times. The article shows the possibility of forming the maximum possible starting torque with a minimum value of the stator current, proposes the technique for determining parameters of the supply network when creating the maximum possible starting torque for an induction motor. The technique is the following sequence. The magnetization curve and its mathematical image (in the form of a polynomial) are determined for a more precise determination of machine parameters from experimental or passport data. Adequate values of influence factors (voltage and frequency) are determined to create a regression model on the dynamic mathematical model of an induction motor using an iterative method, changing the range and ratio of network parameters. The mathematical calculation of the regression model is performed with obtaining polynomial dependencies for  $M_n(U, f)$  and  $I_n(U, f)$  based on a given optimization criterion. The range of variation of  $U, f$  is determined from the polynomial  $M_n(U, f)$ . Equating to the necessary value of the starting torque, from the passport data the author calculates the maximum permissible magnetic flux, with the mathematical dependence  $\Phi = F(I\mu)$  and determines the value of  $U$  and  $f_1$  in the saturation region of the engine. The obtained values of the amplitude  $U$  and the frequency of the supply voltage  $f_1$  meet the optimization criterion  $I_n \rightarrow \min$ . Based on the obtained values of  $U$  and  $f_1$ , the author forms a control signal of a frequency-controlled induction motor to create the necessary starting torque. References 10, table 1.*

**Keywords:** heavy pick-up and start-up conditions, the magnetization curve, the mathematical model, regression mathematical model.

All groups of industrial mechanisms can be conditionally divided into two classes. *The first class* includes mechanisms, electric machine converting units launched without technological load. *The second class* of mechanisms is characterized by the fact that when starting, the torque is created not only by the forces of friction in the kinematic pairs, but also by the forces of the interaction of the working fluid with the working body (the moment of friction of the pump impeller with water, oil, a liquefied component of mineral raw materials, post-crash starting with technological environment, etc.) [1].

The work [2] prove that a significant part of general industrial and agricultural mechanisms has an initial moment of resistance of the technological unit, which exceeds the rated value of the starting torque during the transition of the electromechanical system from the stationary state to the state of motion (starting torque). This process is accompanied by a change in the forces and moments of resistance according to certain physical and mechanical laws. They are caused to the work of friction forces in the kinematic pairs of the technological mechanism, in the seals, as well as in the zone of interaction of the working body with the technological environment.

Mathematical methods for representing the electric drive of technological mechanisms take into account only standard operating modes without taking into account real individual processes occurring in electromechanical systems, technological mechanisms when starting. Starting as the first phase of an electric drive with various types of load is almost not considered in the educational and technical literature, and the issues of the electric drive dynamics are considered under the condition that the load resistance remains unchanged.

Mathematical dependencies that take into account the peculiarities of starting when performing technological operations with industrial mechanisms are deduced based on the results of the research in the works [3, 4, 5]. The results obtained in these works confirm the stochastic nature of the moment of resistance when starting, which can exceed the nominal value by 2 to 4 times.

The work [3] substantiates the use of the controlled starting systems based on a frequency converter (FC), which allows:

- performing both unidirectional and oscillatory movements of the rotor with a smooth increase in the speed and amplitude of the electromagnetic moment of the induction motor IM;
- choosing the oscillation frequency and spectral composition of the torque of the induction motor to most effectively overcome the increased moment of resistance when starting;
- keeping the working body in a predetermined position in order to carry out preparatory pre-launch or commissioning operations.

However, not all the capabilities of the controlled pull-off system based on the FC – IM are applicable for starting and pre-launch preparation (breaking down the forces of intermolecular bonds of the working medium in the working body) of some technological mechanisms (conveyor lines, hoisting-and-transport mechanisms) [3, 4].

H.I. Shturman considered the issues of the rationality of an induction motor with frequency control with the condition of creating a constant overload ability of the motor when starting as a function of current. As a result of the research, mathematical equations of electrical and electromechanical characteristics are determined depending on the parameters of the supply voltage. Coefficients were introduced into the general expression of the torque of the machine, characterizing the change of IM parameters from the frequency [6] to determine the dependences.

These results are confirmed in [7], where it is justified to take into account the influence of saturation of the magnetic circuit steel and current displacement in the rotor winding to reduce the error in determining the parameters of adjustable electric drives with heavy pick-up and start-up conditions, operating in wide ranges of rotation speed.

H.I. Shturman notes that the realization of the same moments at lower currents is associated with the peculiarity of the quantitative relations of IM parameters, which is clearly manifested near the boundary of the machine's transition from synchronous to asynchronous mode. Starting torque, several times higher than the rated torque, can be obtained in the low-frequency area at a significant voltage, however, the starting current increases. This dependence can be obtained if the supply voltage is not linearly related to the frequency of the supply. The dependence of the starting current in the sliding function with a constant starting torque in the low frequency region has a point  $I_n \rightarrow \min$  [6].

The issue of the possibility of creating a significant starting torque with a minimum starting current in the stator circuit by selecting the appropriate voltage-frequency ratio of the supply network arose when starting the induction motor under load.

The purpose of this study is to develop a methodology for determining the parameters of the supply voltage when creating the maximum possible starting torque for an induction motor, with a minimum value of the stator current.

To determine the patterns of the influence of the supply voltage parameters on the IM starting characteristics, the author used the experimental design method (EDM). The EDM input parameters were determined based on IM mathematical model in a three-phase coordinate system. The area of research on the formation of the starting torque in this case lies in the low frequency range.

It is known that ensuring the constant overload capacity of an induction motor with frequency control, the magnetic flux of the machine increases significantly in the low frequency range of 1-15 Hz at high supply voltage, which leads to the saturation of the steel of the magnetic circuit of AM. The saturation mode is accompanied by a significant decrease in the reactance of the magnetization circuit and an increase in the stator current  $I_c$ , which can lead to negative consequences. To take into account real physical processes occurring in an AM, it is proposed to use a mathematical model of an asynchronous motor in a three-phase coordinate system with considerations of the saturation of the magnetic core. In paper [8], a results, which confirmed the adequacy of the proposed mathematical model of the asynchronous motors is presented. According to the experimental data, the magnetization curve is approximated, which allows to take into account the saturation of the magnetic circuit. Therefore, the dependence of the mutual inductance parameter  $L_\mu$  on the magnetization current is introduced into the IM mathematical model. The magnetization curve for IM series 4A can be approximated as follows [9]:

$$\Psi^*(I_\mu^*) = a \cdot \text{acrtg}(bI_\mu^*), \quad (1)$$

where  $a = 0,9932814$ ,  $b = 1,4963076$  are the approximation coefficients.

In paper [9], a results, mathematical dependences were considered, which confirmed the dependence

of the mutual inductance parameter on the magnetization current, taking into account the dependence of the inductance not only on the magnetization current, but also on the stator current. Based on this, after transformations, the dependence  $L_{\mu}^*(I_{\mu}^*)$  in relative units will look like

$$L_{\mu}^*(I_{\mu}^*) = \frac{d}{dI_{\mu}^*} \Psi^*(I_{\mu}^*). \quad (2)$$

This function has the name of the witch of Agnesi and introduced into the system of differential equations of the mathematical model of an asynchronous motor in a three-phase coordinate system. During the research, the method of mathematical planning of the experiment was applied according to the scheme of rotatable centralized compositional planning, which is based on regression analysis, including the least squares method and statistical data processing. The proposed mathematical model of AM is used to determine the impact factors, such as the frequency and value of the supply voltage. In view of the foregoing, in designing the experiments the range of variation of factors for the supply voltage frequency is  $1 \div 10$  Hz, and for the supply voltage amplitude is  $20 \div 192$  V. The optimization criterion is the minimum value of the stator current. The experimental error is modeled as normally distributed with parameters  $\sigma^2 = 1,3$ . Confidence probability is defined as the maximum allowable  $\alpha = 0.05$ . As a result of the implementation of mathematical planning for IM type 4A80B4Y3 the author obtains polynomial dependences of the starting torque (3) and starting current (4)

$$M_n(U, f) = a_1 + a_2U + a_3f + a_4U^2 + a_5Uf + a_6f^2, \quad (3)$$

where  $a_1 = -0,0406$ ;  $a_2 = 0,1488$ ;  $a_3 = -0,2778$ ;  $a_4 = 0,0011$ ;  $a_5 = -0,0111$ ;  $a_6 = 0,0182$  are the coefficients of polynomial dependence (3);

$$I_n(U, f) = b_1 + b_2U + b_3f + b_4fU + b_5U^2 + b_6f^2, \quad (4)$$

where  $b_1 = 2,9373$ ;  $b_2 = 0,4872$ ;  $b_3 = -0,6672$ ;  $b_4 = -0,0018$ ;  $b_5 = -0,0018$ ;  $b_6 = 0,0234$  are the coefficients of polynomial dependence (4).

The adequacy of the obtained model, according to the coefficient of determination  $R^2$ , is 99.3282 %. In order to be able to compare models with a different number of factors so that the number of factors does not affect the statistics, the adjusted determination coefficient is usually used,  $R^2$  of which is 98.4885%. Fisher's criterion will be determined as  $F_{emp} = 1,815$  if  $F_{kr} = 3,22$ . Student's T-test is defined as  $t_{emp} = 1,25$  at  $t_{kr} = 2,23$ . Thus, the mathematical regression model fully displays the dependence of the starting torque and current on changes in the frequency and voltage of the supply network with acceptable accuracy in the specified range. It should be noted that the polynomial dependences obtained for other types of IM in relative units have deviations between themselves of no more than 2% and fall within the range of permissible accuracy.

As indicated above, a significant starting torque can be obtained in the low-frequency region, the choice of supply voltage parameters for such cases will lead to an increase in magnetic flux, which should not exceed  $\Phi = 1,4 \Phi_{nom}$ . Based on the results of the study, taking into account the above listed features of blood pressure in the low frequency region to form a given starting torque  $M_n = kM_k$ , where  $k$  is the overload coefficient ( $1 \div 4$ ), the allowable value is determined depending on the parameters of IM, a technique was developed for determining the parameters of the supply voltage.

1. The parameters of the magnetization curve (1) of a given AM are determined.
2. The adequate values of the influence factors (voltage and frequency) are determined on the basis of the mathematical model of blood pressure taking into account (2) for the EDM.
3. According to the given conditions for the MPE, we obtain the dependences for  $M_n(U, f)$  and  $I_n(U, f)$ .
4. Given  $M_n$  from (3) determine the range of variation of  $f_c$  and  $U_c$ .
5. From the values of  $f_c$  and  $U_c$  obtain  $\Phi = F(I_{\mu})$  provided that  $s = 1$ .
6. Choose the range of parameters  $f_c$  and  $U_c$  where the conditions  $\Phi(f, U) > 1,4 \Phi_{nom}$  ( $f, U$ ) are met.
7. According to (4), with the selected range of supply voltage parameters, the value of  $f_c$  and  $U_c$  is determined if  $I_n \rightarrow \min$ .

Thus, when applying the methodology for determining the parameters of the supply voltage, it is possible to obtain a starting start-up torque with a given overload coefficient, taking into account the saturation region of the magnetic circuit steel with a minimum value of the stator current. The calculation results for the AD type 4A80V4UZ when the stator windings are included in the triangle are given in table.

For example, to provide a starting torque  $M_n = 4M_{nom}$  at a minimum value of current  $I_n$ , without allowing the motor to saturate, that is, the AM magnetic flux at the saturation boundary, it is necessary to

supply a voltage of  $\approx 156$  V with a frequency of 5 Hz to the IM. If it is necessary to obtain  $M_n = 4M_{nom}$  under the considered conditions, the stator current exceeds the value of the permissible starting current. In this mode, the engine cannot work for a long time, therefore, with such parameters of the supply voltage (table) it is necessary to calculate additionally the operating time of the asynchronous machine to prevent overheating of the rotor windings. A methodology for calculating the IM operating time during pre-launch preparation with current overload was proposed in [10].

Starting torque $M_n = kM_{nom}$ , Н · м	Starting torque value $M_{nom}^*$ , $M_{nom} = 10,09$ Н · м	Frequency value, $f_{I^*}$ , $f_n = 50$ Hz	Supply voltage value, $U^*$ , $U_n = 220$ V	Starting current $I_n^* = \min$ $I_n = 30,797$ A
$k = 4$	4	0,11	0,709	1,006
$k = 3.5$	3,5	0,15	0,700	0,958
$k = 3$	3	0,19	0,682	0,933
$k = 2.5$	2,5	0,185	0,614	0,957
$k = 2$	2	0,17	0,532	0,959
$k = 1.5$	1,5	0,165	0,450	0,914
$k = 1$	1	0,16	0,350	0,806

The developed methodology allows using the obtained values of  $U$  and  $f_1$  to generate a control signal of a frequency-controlled asynchronous motor to create the necessary starting torque during starting and starting, ensuring trouble-free execution of the process and reducing operating costs.

1. Sandler A.S., Sarbatov R.S. Automatic frequency control of induction motors. Moskwa: Energiya, 1979. 328 p. (Rus)
2. Geiler L.B. The basics of electric drive. Minsk: Vysheyshaya shkola, 1972. 608 p. (Rus)
3. Cherny A.P., Gladyr A.I., Osadchuk J.G., Kurbanov I.P., Voshun A.M. Starting systems and unregulated electric drives. Kremenchug: PE Scherbatykh A.V., 2006. 280 p. (Ukr)
4. Klepikov V.B. Dynamics of electromechanical systems with nonlinear friction. Kharkov: Pidruchniki NTU «KhPI», 2014. 408 p. (Rus)
5. Khrebtova O.A., Sergienko S.A. The formation of the moment of resistance of the electromechanical system of a twin-engine electric drive mechanism for lifting the shutter of the drain dam when starting. *Elektromekhanichni i enerhozberigaiuchi systemy*. 2017. Vol. 1 (37). Pp. 28-36. (Rus)
6. Shturman G.I. To the issues of frequency control of induction motors. *Vestnik elektropromyshlennosti*. 1949. Vol. 2. Pp. 30-35. (Rus)
7. Rodkin D.I., Chenchevoy V.V., Ogar V.A. On the determination of losses in steel of an induction motor during its deep saturation. *Elektromekhanichni i enerhozberihaiuchy systemy*. 2013. Vol. 22. No 2. Pp. 75-85. (Rus)
8. Ogar V.A., Kalinov A.P. Performance of asynchronous motors with the nonlinearity of the magnetization curve, *Elektromashynobuduvannia ta elektroobladnannia*. 2006. Vol. 66. Pp. 226-229. (Rus)
9. Chenchevoy V.V., Rodkin D.I., Ogar V.O. The nature of the abnormal increase in losses in electrical steel in the deep saturation mode. *Elektromekhanichni i enerhozberihaiuchy systemy*. 2014. Vol. 1 (25). Pp. 76-93. (Rus)
10. Khrebtova O., Serhiienko S. Starting Torque of Variable Frequency Electric Drive. Proceedings of the 2017 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy System (MEES). Kremenchuk, Ukraine, 2017. Pp. 104-107.

УДК 62-523.2, 62-932.4

## ФОРМУВАННЯ МОМЕНТУ АСИНХРОНОГО ДВИГУНА ПІД ЧАС РУШАННЯ

**О.А. Хребтова**, канд. техн. наук

**Кременчуцький національний університет ім. Михайла Остроградського,  
вул. Першотравнева, 20, Кременчук, 39600, Україна.**

**E-mail: 34092@ukr.net**

*Під час рушання деяких технологічних механізмів момент опору може перевищувати паспортне значення в декілька разів. Показано можливість формування максимально можливого пускового моменту з мінімальним значенням струму статора. Задля уточненого визначення параметрів машини по експериментальним або паспортним даним визначається крива намагнічування та її математичне зображення (у вигляді полінома). На динамічній математичній моделі асинхронного двигуна ітераційним методом, змінюючи діапазон і співвідношення параметрів мережі, визначаються адекватні значення факторів впливу (напруга і частота) задля створення регресійної моделі. За заданим критерієм оптимізації виконується математичний розрахунок регресійної моделі з отриманням поліноміальних залежностей для  $M_n(U, f)$  і  $I_n(U, f)$ . Діапазон варіювання  $U, f$*

визначаємо з полінома  $M_n(U, f)$ . Прирівнюючи до необхідного значення пускового моменту, за паспортними даними розраховуємо максимально допустимий магнітний потік. З математичної залежності  $\Phi = F(I_m)$  визначаємо значення  $U$  і  $f$  в області насичення двигуна, які відповідають критерію оптимізації  $I_n \rightarrow \min$ . За отриманими значеннями  $U$  і  $f$  формуємо сигнал управління частотно-регульованого асинхронного двигуна для створення необхідного пускового моменту. Бібл. 10, табл. 1

**Ключові слова:** важкі умови зрушення і пуску, крива намагнічування, математична модель, регресійна математична модель.

## ФОМИРОВАНИЕ МОМЕНТА АСИНХРОНОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ТРОГАНИИ

О.А. Хребтова, канд. техн. наук

Кременчугский национальный университет им. Михаила Остроградского,

ул. Первомайская, 20, Кременчуг, 39600, Украина.

E-mail: 34092@ukr.net

При трогании некоторых технологических механизмов момент сопротивления может превышать паспортное значение в несколько раз. Показана возможность формирования максимально возможного пускового момента с минимальным значением тока статора. Для уточненного определения параметров машины по экспериментальным или паспортным данным определяется кривая намагничивания и ее математическое изображение (в виде полинома). На динамической математической модели асинхронного двигателя итерационным методом, изменяя диапазон и соотношение параметров сети, определяются адекватные значения факторов влияния (напряжение и частота) для создания регрессионной модели. По заданному критерию оптимизации выполняется математический расчет регрессионной модели с получением полиномиальных зависимостей для  $M_n(U, f)$  и  $I_n(U, f)$ . Диапазон варьирования  $U, f$  определяем из полинома  $M_n(U, f)$ . Приравнявая к необходимому значению пускового момента, по паспортным данным рассчитываем максимально допустимый магнитный поток, из математической зависимости  $\Phi = F(I_m)$  определяем значение  $U$  и  $f$  в области насыщения двигателя, которые отвечают критерию оптимизации  $I_n \rightarrow \min$ . По полученным значениям  $U$  и  $f$  формируем сигнал управления частотно-регулируемого асинхронного двигателя для создания необходимого пускового момента. Библ. 10, табл. 1.

**Ключевые слова:** тяжелые условия трогания и пуска, кривая намагничивания, математическая модель, регрессионная математическая модель.

1. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1974. 328 с.
2. Гейлер Л.Б. Основы электропривода. Мн.: Высшая школа, 1972. 608 с.
3. Чорний А.П., Гладир А.І., Осадчук Ю.Г., Курбанов І.П., Вошун А.М. Пусковые системы нерегулируемых электроприводов. Кременчук: ПП Щербатих О.В., 2006. 280 с.
4. Клепиков В. Б. Динамика электромеханических систем с нелинейным трением. Х.: Изд-во «Підручники НТУ «ХП», 2014. 408 с.
5. Хребтова О.А., Сергиенко С.А. Формирование момента сопротивления электромеханической системы двухдвигательного электропривода механизма подъема затвора сливной плотины при трогании. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2017. № 1 (37). С. 28-36.
6. Штурман Г. И. К вопросам частотного управления асинхронными двигателями. *Вестник электропромышленности*. 1946. № 2. С. 30-35.
7. Родькин Д.И., Ченчевой В.В., Огарь В.А. Об определении потерь в стали асинхронного двигателя при глубоком ее насыщении. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2013. № 2 (22). С. 75-85.
8. Огарь В.А., Калинов А.П. Характеристики асинхронных двигателей с учетом нелинейности кривой намагничивания. *Пробл. автомат. электропривода. Теорія і практика*. 2006. Вип. 66. С. 226-229.
9. Ченчевой В.В., Родькин Д.И., Огарь В.О. Природа аномального роста потерь в электротехнической стали в режиме глубокого насыщения. *Електромеханічні і енергозберігаючі системи*. 2014. № 1. С.76-93.
10. Khrebtova O., Serhiienko S. Starting Torque of Variable Frequency Electric Drive. Proceedings of the 2017 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy System (MEES). Kremenchuk, Ukraine, 2017. Pp. 104-107.

Надійшла 28.02.2020

Остаточний варіант 04.05.2020

## ЛОКАЛЬНІ АВТОНОМНІ ДЖЕРЕЛА ЕНЕРГОПОСТАЧАННЯ ДЛЯ УМОВ НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЙ

О.П. Чорний<sup>1\*</sup>, докт. техн. наук, Ю.В. Зачепа<sup>1\*\*</sup>, канд. техн. наук, Л.І. Мазуренко<sup>2\*\*\*</sup>, докт. техн. наук, С.Г. Буряковський<sup>3\*\*\*\*</sup>, докт. техн. наук, В.В. Ченчевой<sup>1\*\*\*\*\*</sup>, канд. техн. наук, Н.В. Зачепа<sup>1\*\*\*\*\*</sup>, канд. техн. наук

<sup>1</sup> Кременчуцький національний університет ім. М. Остроградського, вул. Першотравнева, 20, Кременчук, 39600, Україна.

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

<sup>2</sup> Інститут електродинаміки НАН України, пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

<sup>3</sup> Науково-дослідний та проектно-конструкторський інститут «Молнія» НУ «ХП», вул. Шевченка, 47, Харків, 61013, Україна.

*Досліджено динамічні режими роботи локального автономного джерела енергопостачання з підключенням основних типових споживачів електроенергії. Визначено переважувальну здатність локального автономного джерела енергопостачання, що сформоване з електрообладнання іншого функціонального призначення на базі асинхронної машини з ємнісним самозбудженням. Встановлено умови реалізації «сприятливої» комутації під час пуску електродвигунів співставної потужності та обґрунтовано доцільність використання пускових систем та систем передстартового форсування збудження електрогенератора у складі автономного джерела енергопостачання. Бібл. 6, рис. 3, табл. 2.*

**Ключові слова:** автономне джерело живлення, пускова система, генератор з самозбудженням.

**Вступ.** На сьогодні однією з ключових проблем енергетичної незалежності як в Україні, так і в світі є проблема забезпечення надійної та безперервної роботи систем енергопостачання [1-3]. Ліквідація наслідків аварій систем енергопостачання призводить до використання значних людських і матеріальних ресурсів. Питання підвищення надійності систем енергопостачання як складного розгалуженого кола генерації, перетворення, передачі енергії до споживачів набули особливої актуальності у зв'язку з усвідомленням того факту, що не тільки підприємства [1], але і соціальна сфера [2] суспільства виявляються уразливими у разі порушень в енергопостачанні навіть невеликої тривалості [4]. Недооцінка цієї обставини вже привела до ряду великих аварійних ситуацій різного характеру. На основі даних [2] на рис. 1 показано розподіл кількості надзвичайних ситуацій за походженням у світі.

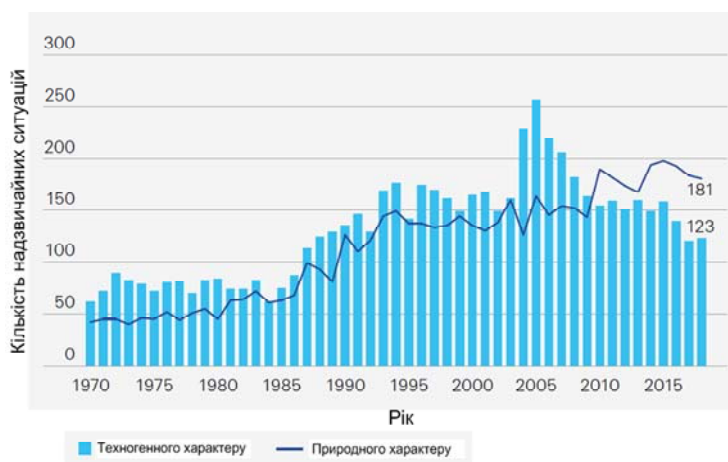


Рис. 1

енергопостачання на основі електроустаткування і енергосилових установок іншого

Гарантоване безаварійне енергопостачання для більшості підприємств може бути практично нездійснене через значні капітальні витрати у разі технічної реалізації тих або інших рішень. Проте достатньо просте вирішення задачі можливе за використанням оперативного-сформованих джерел енергопостачання або, так званих, локальних автономних джерел енергопостачання (АДЕ), що потребує розвитку теоретичних засад їхнього створення та дослідження умов функціонування.

**Мета роботи.** Аналіз особливостей динамічних режимів роботи локальних автономних джерел енергосилових установок іншого

функціонального призначення.

**Принципи формування та дослідження локальних АДЕ.** Локальне АДЕ формується персоналом відповідних підприємств в період, який передуює аварії, протягом її розвитку або після закінчення її активної фази. Комплектація локального АДЕ здійснюється з наявних та нормально функціонуючих компонентів технологічного, електротехнічного та транспортного обладнання.

Локальне АДЕ формується тимчасово і не знаходиться на балансі підприємства як стаціонарна або мобільна електростанція. Витрати на створення локального АДЕ полягають лише в коштах на його формування та наступну розкомплектацію. Загальні положення, умови формування та інші аспекти щодо створення та функціонування локальних АДЕ більш детально наведено в [5, 6], а саме: технологічні схеми таких джерел, вимоги та умови вибору електротехнічного обладнання тощо.

Дослідження навантажувальних режимів роботи локального АДЕ з асинхронним генератором (АГ) проводилося із застосуванням математичної моделі, що наведено в [6]. Як АГ використовувалася асинхронна машина з параметрами:  $P_G = 1,2$  кВт;  $n_n = 2740$  об/мин;  $I_s = 2,93$  А;  $R_s = 9,37$  Ом;  $R_r = 5,13$  Ом;  $L_\mu = 66$  мГн;  $L_s = L_r' = 22$  мГн (використано загальновідомі позначення величин [6]). Початкова ємність конденсаторів кожної фази складала  $C = 30$  мкФ, що забезпечувало збудження АГ з коефіцієнтом насичення магнітопроводу на рівні  $k_\mu = 1,4$ . Дослідження проводилися за умови сталості частоти обертання  $n = const$  приводного двигуна, що підтримувалася регулятором частоти обертання, реалізованим за принципом Ползунова-Уатта [5], з підключенням споживачів зі статичним характером навантаження (освітлювальні прилади потужністю 500 Вт і більше) та динамічним навантаженням (двигуни постійного струму потужністю 0,2 кВт, 0,45 кВт і 0,7 кВт, що підключалися через випрямляч; асинхронні двигуни потужністю 0,25 кВт, 0,37 кВт, 0,56 кВт і 0,7 кВт). Так, на рис. 2 наведено характер зміни напруги  $U_g$  АГ (а), електромагнітного моменту  $M_m$  (б) і частоти  $\omega_m$  обертання (в) АД різної потужності під час прямого пуску в момент часу  $t = 2$  с. Двигуни вибиралися за умовою співвідношення потужностей споживача і джерела енергії  $P_m / P_G = 0,2$  (крива 1);  $P_m / P_G = 0,3$  (крива 2) і  $P_m / P_G = 0,47$  (крива 3) відповідно.

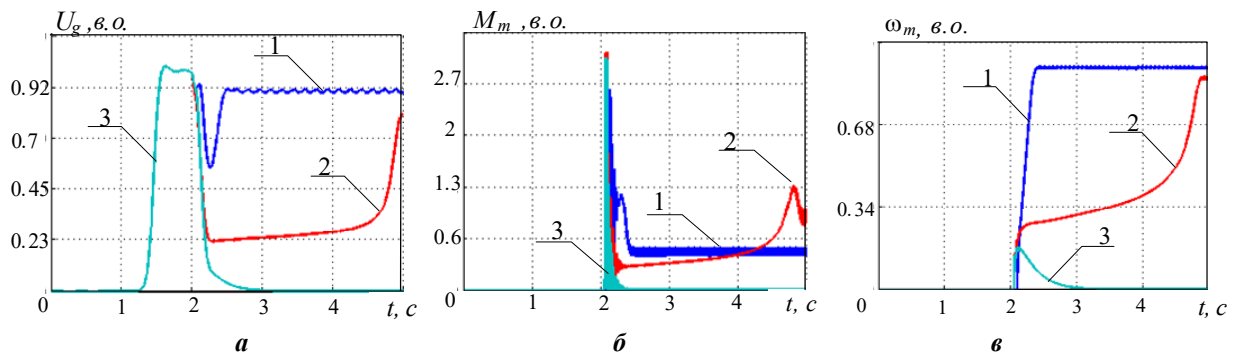


Рис. 2

Аналіз отриманих результатів показав, що за співвідношенням  $P_m / P_G = 0,2$  пуск АД здійснено успішно. Разом з тим, пуск АД за  $P_m / P_G = 0,47$  необхідно вважати таким, що не відбувся. В цьому випадку номінальні струми АД і АГ є співставними, а пускові струми порушують перевантажувальну здатність генератора, внаслідок чого відбувається швидка втрата збудження. Проміжним варіантом є випадок, коли ударні пускові струми призводять до такого зниження напруги АГ, що двигун «застряє» (рис. 2, криві 2) на деякій частоті обертання, а подальший розгін стає можливим лише після відновлення умов збудження АГ (підключення додаткових конденсаторів). У результаті встановлено, що робота локального АДЕ з АГ не порушується з дотриманням певного співвідношення потужностей  $P_G$  генератора і навантаження  $P_l$  (табл. 1), де  $P_{l,IM}$ ,  $P_{l,DCM}$ ,  $P_c$  – потужності АД, ДПС і споживачів зі статичним характером навантаження відповідно.

Таблиця 1

Тип споживача	АД	ДПС	Освітлювальні прилади
Допустиме співвідношення	$P_{l,IM} / P_G \leq 0,25$	$P_{l,DCM} / P_G \leq 0,4$	$P_c / P_G \leq 0,6$



Поліпшення енергоефективності роботи локальних АДЕ можливо за рахунок їхньої доукомплектації додатковим обладнанням, а саме, пристроями керованого пуску електричних машин на базі тиристорних регуляторів напруги (ТРН) й перетворювачами частоти (ПЧ) та системами регульованого чи передстартового форсування збудження АГ. Слід зазначити, що застосування додаткового обладнання призведе до удорожчання таких джерел енергоживлення та збільшить час його введення в дію. Результати досліджень пуску АД від локального АДЕ за допомогою ТРН та ПЧ показали, що успішний пуск та подальша робота АД можливі за дотриманням співвідношень згідно табл. 2. Крім того, досліджувалися режими підключення АД до затискачів АГ через тиристорний комутатор (ТК) з реалізацією умов «сприятливої» комутації. Встановлено, що в умовах пуску від локального АДЕ з АГ такий режим можна сформулювати шляхом підключення двох фаз АД в момент нульового значення напруги, коли третя фаза підключається із затримкою  $3\pi/4$  ел.градуса.

Таблиця 2

Спосіб пуску АД	Передстартове форсування збудження	Застосування ТРН	Застосування ПЧ	ТК з реалізацією режиму «сприятливої» комутації
Допустиме співвідношення	$P_{LIM} / P_G \leq 0,47$	$P_{LIM} / P_G \leq 0,47$	$P_{LIM} / P_G \leq 0,63$	$P_c / P_G \leq 0,7$

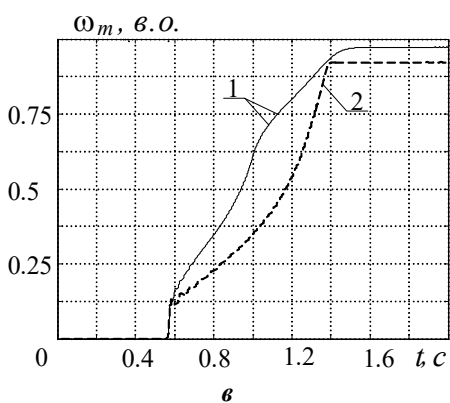
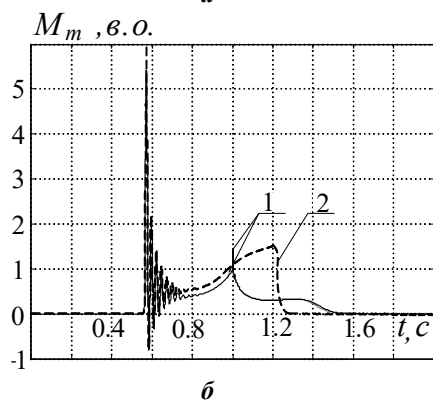
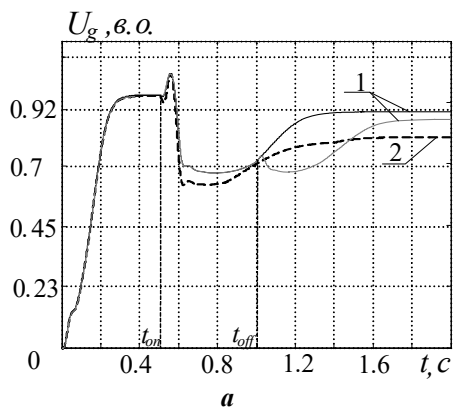


Рис. 3

Системи передстартового збудження здебільшого використовуються в АДЕ з синхронними генераторами. Цей спосіб підвищення переважувальної здатності АГ характеризується «глибоким» насиченням його магнітної системи, що допустиме лише у разі застосування спеціально спроектованих для цих цілей генераторів. В умовах локальних АДЕ, що формуються з електрообладнання іншого функціонального призначення, форсування ємнісного збудження має дуже обмежений діапазон і допускається лише на короткий час. На рис. 3 показано результати пуску АД із співвідношенням потужностей  $P_{IM} / P_G$  0,36 (криві 1) та 0,47 (криві 2) відповідно. У момент часу  $t_{on} = 0,45$  с здійснювалося форсування збудження АГ за рахунок додатково підключених ємностей. Як видно з рис. 3, для обох двигунів пуск виконано успішно. Навіть незважаючи на те, що для АД потужністю  $0,36P_G$  в одному з дослідів ще на стадії розгону у момент часу  $t_{off} = 0,9$  с додаткова ємність збудження була відключена. Отже, за допомогою передстартового форсування збудження можливий запуск АД, потужність яких становить до 47% потужності АГ.

Дослідження із застосуванням замкнутих систем стабілізації параметрів локального АДЕ з АГ показали, що такі системи забезпечують нормальне функціонування джерела енергопостачання, якщо сумарна потужність підключеного навантаження не перевищує 70% потужності генератора. Однак така комплектація локальних АДЕ вимагає наявності додаткових батарей конденсаторів, а також призводить до значного здорожчання джерела живлення та потребує додаткового часу для монтажу й певної кваліфікації персоналу для налаштування.

**Висновки.** Уточнено характер зміни напруги АГ, електромагнітного моменту й частоти обертання АД різної потужності в їхніх пускових режимах. Визначено максимальну допустиму потужність АД та ДПС, за яких забезпечується їхній вдалий запуск і подальша робота в усталених режимах. Встановлено, що використання пускових систем на базі ТРН та систем передстартового форсування збудження АГ дає

змогу підвищити ефективність роботи локальних АДЕ та забезпечити пуск АД потужністю до 47% від номінальної потужності генератора. Застосування перетворювачів частоти чи замкнутих систем стабілізації параметрів АДЕ забезпечує його безаварійну роботу зі споживачами, потужність яких становить не менше 60% від номінальної потужності асинхронного генератора.

1. Roos F. Electricity Supply Reliability: Evaluation of Improvement Solutions for Existing Electricity Networks. Lund: Lund Institute of Technology, 2005. 113 p.

2. Bevere L. Natural catastrophes and man-made disasters in 2018: secondary perils on the frontline. Zurich: Swiss Re Institute. Sigma. 2019. No 2. 36 p. URL: [https://www.swissre.com/dam/jcr:bc66752a-da35-4645-ad46-c9d1f96a8fd9/lucia\\_bevere\\_webinar\\_natural\\_catastrophes.pdf](https://www.swissre.com/dam/jcr:bc66752a-da35-4645-ad46-c9d1f96a8fd9/lucia_bevere_webinar_natural_catastrophes.pdf) (accessed 31.01.2020)

3. Farah P.D. Sustainable Energy Investments and National Security: Arbitration and Negotiation Issues, *Journal of world energy law and business*. 2015. Vol. 8. No 6. Pp. 34-49.

4. Halkos G., Managi M., Tzeremes N. The Effect of Natural and Man-made Disasters on Countries Production Efficiency. *The Journal of Economic Structures*. 2015. No 4(1). Pp. 1-13. DOI: <https://doi.org/10.1186/s40008-015-0019-2>

5. Zagirnyak M., Zacheпа Іu., Chornyi O., Chenchevoi V. The autonomous sources of energy supply for the liquidation of technogenic accidents. *Przeglad Elektrotechniczny*. 2019. No 95(5). Pp. 47-50.

6. Zagirnyak M., Zacheпа Іu., Chenchevoy V. Estimation of induction generator overload capacity under connected direct current consumers. *Acta Technica*. 2014. Vol. 59. No 2. Pp. 149-169.

УДК 621.313.33:621.311.23

#### ЛОКАЛЬНЫЕ АВТОНОМНЫЕ ИСТОЧНИКИ ЭНЕРГОСНАБЖЕНИЯ ДЛЯ УСЛОВИЙ ЧРЕЗВЫЧАЙНЫХ СИТУАЦИЙ

А.П. Черний<sup>1</sup>, докт. техн. наук, Ю.В. Зачепа<sup>1</sup>, канд. техн. наук, Л.И. Мазуренко<sup>2</sup>, докт. техн. наук,  
С.Г. Буряковский<sup>3</sup>, докт. техн. наук, В.В. Ченчевой<sup>1</sup>, канд. техн. наук Н.В. Зачепа<sup>1</sup>, канд. техн. наук

<sup>1</sup>Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского,

ул. Первомайская, 20, Кременчуг, 39600, Украина.

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

<sup>2</sup>Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.

<sup>3</sup>Научно-исследовательский и проектно-конструкторский институт «Молния» Харьковского национального университета «Харьковский политехнический институт»,  
ул. Шевченка, 47, Харьков, 61013, Украина.

*Исследованы динамические режимы работы локального автономного источника энергоснабжения с подключением основных типовых потребителей электроэнергии. Определена перегрузочная способность локального автономного источника энергоснабжения, сформированного из электрооборудования другого функционального назначения на базе асинхронной машины с емкостным самовозбуждением. Установлены условия реализации «благоприятной» коммутации при пуске электродвигателей сопоставимой мощности и обоснована целесообразность использования пусковых систем и систем предстартового форсирования возбуждения электрогенератора в составе автономного источника энергоснабжения. Библи. 6, рис. 3, табл. 2.*

**Ключевые слова:** автономный источник питания, пусковая система, генератор с самовозбуждением.

#### LOCAL AUTONOMOUS SOURCES OF ENERGY SUPPLY FOR EMERGENCIES

O.P. Chorny<sup>1</sup>, Iu.V. Zacheпа<sup>1</sup>, L.I. Mazurenko<sup>2</sup>, S.G. Buryakovskiy<sup>3</sup>, V.V. Chenchevoi<sup>1</sup>, N.V. Zacheпа<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University,

20, Pershotravneva str., Kremenchuk, 39600, Ukraine.

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

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

Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

<sup>3</sup>Research and Design Institute «Molniya» of National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,  
47, Shevchenko str., Kharkiv, 61013, Ukraine.

*Dynamic modes of operation of a local autonomous energy source with the connection of the main typical consumers of electricity are investigated. The overload capacity of a local autonomous power source, formed from electrical equipment of other functional purpose on the basis of an asynchronous machine with capacitive self-excitation, is determined. The conditions for the implementation of "favorable" switching during startup of motors of comparable power have been established and the expediency of using start-up systems and systems of pre-start boosting excitation of the electric generator in the autonomous power supply source has been substantiated. References. 6, figures 3, table 2.*

**Key words:** autonomous power supply, starting system, generator with self-excitation.

Надійшла 28.02.2020

Остаточний варіант 10.05.2020

## ADJUSTMENT OF THE MATLAB SURGE ARRESTER MODEL PARAMETERS

**O. Shpolianskyi****Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine,  
e-mail: [shpolyanskyy@ied.org.ua](mailto:shpolyanskyy@ied.org.ua)**

*This article proposes a method for the parameters adjustment of the Matlab Simscape library Surge Arrester block. It is based on building of nonlinear V-I characteristic by approximation of residual voltage and impulse current obtained from manufacturer catalogs. Given parameters of the exponential function are checked by transient simulations under impact of standard current impulses on surge arresters. References 14, figure 1, tables 3.*

**Key words:** zinc oxide surge arresters, parameters of mathematical model, residual voltage, impulse of current.

**Introduction.** Internal and external overvoltages often occur in overhead transmission lines and substations. They can cause damage of equipment in cases when voltage exceeds the insulation level. Analysis of transient processes without taking into account the operation of the surge arresters can show the levels and duration of the overvoltages that affect them [1,2]. This can be useful in a case of choosing ways and means of overvoltage protection.

Installation of surge arrester can provide a limitation of overvoltage to a chosen protective level [3]. One side of the surge arrester is connected to the protected equipment, and the other to the ground. It limits transient voltage during switch commutations, lightning discharges and other disturbances by changing the nature and value of its leakage current.

Modern gapless surge arresters use zinc oxide (ZnO) elements in form of cylindrical blocks that have extremely non-linear voltage-current (V-I) characteristic

$$I = KV^\beta, \quad (1)$$

where  $K = 1/R$  is the conductance of arrester,  $\beta$  is the measure of non-linearity between  $V$  and  $I$ . The measure of non-linearity can also be represented as  $1/\alpha$ .

The parameter  $K$  depends upon the dimensions of the block, while  $\alpha$ , which describes the nonlinear characteristic, depends upon the block material. By altering  $\alpha$  and  $K$ , the arrester can be designed for any conducting voltage and nominal current discharge.

In Matlab Simscape library the nonlinear V-I characteristic of the surge arrester is modeled by a combination of three exponential functions of the form

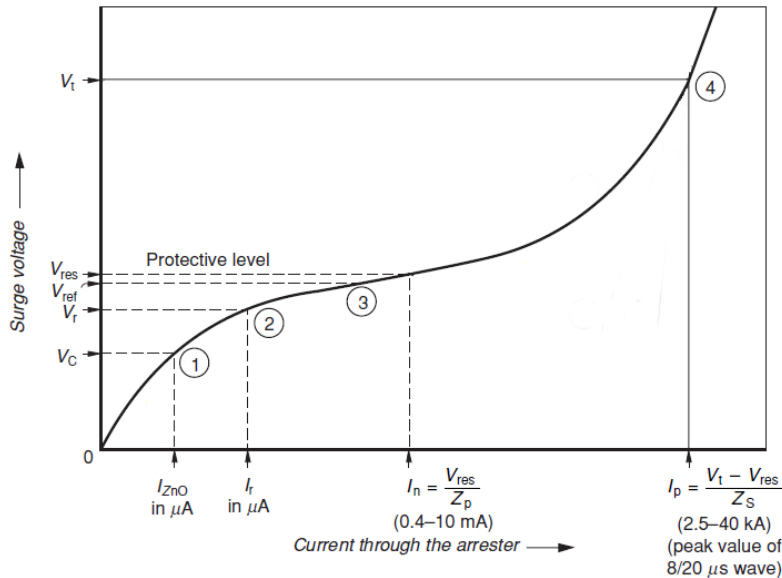
$$V / V_{base} = k_i (I / I_{base})^{1/\alpha_i}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (2)$$

where  $V_{base}$  is the protection voltage of the surge arrester,  $I_{base}$  is the current used to specify the protection voltage. Usually  $I_{base}$  takes value 500 A or 1 kA.

The Matlab user guide says that default parameters  $k$  and  $\alpha$  given in the dialog box fit the average V-I characteristic provided by the main metal-oxide arrester manufacturers and they do not change with the protection voltage. But the parameters of the three segments may need to be tuned to fit the V-I characteristic usually provided in the surge arrester datasheets [4]. The purpose of this article is to verify the accuracy of the initial V-I characteristics and develop a method to adjust V-I curve parameters of the Matlab surge arrester model according to the information from catalogs of their manufacturers. There are researches devoted to arrester model parameters are well known. However, they are mainly concerned to identification of models parameters and comparison of different model types using measurement result and simulation [5–7].

**Surge arrester V-I characteristic curves.** The Figure presents typical electrical characteristic of a ZnO surge arrester [8]. This characteristic has four specific points. Point 1 corresponds to the maximum

continues operation voltage (MCOV)  $V_c$  – the maximum designated root-mean-square (rms) value of power-frequency voltage that may be applied continuously between the terminals of the arrester. It can be applied continuously ( $\geq 2$  hours) across the arrester terminals without a discharge. Leakage current is extremely low and has capacitive nature, due to ground capacitance. Point 2 corresponds to  $V_r$  – the rated voltage of a metal-oxide arrester characterizes the capability of the arrester to deal with temporary overvoltage (TOV) in the system. The standards stipulate a time period of 10 seconds [9]. Some manufacturers permit a time period of



100 seconds. The resistive component of leakage current under these conditions is about 300  $\mu\text{A}$  [10]. Point 3 corresponds to  $V_{ref}$  – the reference voltage. It is the lowest peak value independent of polarity of power-frequency voltage, divided by the square root of 2, required to produce a resistive component of current equal to the reference current of the arrester or arrester element. The reference voltage of a multiunit arrester is the sum of the reference voltages of the series units. The voltage level shall be specified by the manufacturer. Reference current ( $I_{ref}$ ) is the peak value of the resistive component of a power-frequency

current high enough to make the effects of stray capacitance of the arrester negligible. This current level shall be specified by the manufacturer. Depending on the arrester design, the  $I_{ref}$  will typically be in the range of 0.4–10 mA [8]. At point 4 surge arrester conduct the current 2,5 – 20 kA or more.

Surge arrester V-I characteristic curves can be divided on three main regions [11]. The pre-breakdown region or the leakage current region is where an arrester is not in severe conduction mode and there are only microamperes flowing through the semiconductor. This area of the V-I curve accounts for the vast majority of a surge arrester's typical life and, since very little heat is typically generated, the surge arrester can operate almost indefinitely. The leakage current in this region is capacitive. The upper boundary of this zone corresponds to a voltage that slightly above  $V_{ref}$ . The breakdown region is the part of the V-I curve in which even minimal voltage increases lead to a significant rise in the current. This region is characterized by presence of power frequency overvoltages of relatively long duration (from a few cycles to seconds). These overvoltages usually occur on the healthy phases of a system during an earth-fault involving one or more phases. Other overvoltage sources are load-rejection, energization of unloaded lines, ferroresonance, etc. The current in the breakdown region is predominately resistive. High current region is the area of currents greater than about 100 A. The lower end of this region is where switching surges are found. The higher current region surge arrester performs its surge clamping function. The conductivity interval of surge arrester in this region is milliseconds down to microseconds. Moreover, the higher is the current, the shorter is the surge length. Also, in this region the zinc oxide grains are controlling the resistance of the surge arrester. This is the region that gives the discharge voltage or residual voltage data found in most specification charts for arresters. The current in the higher current region is predominately capacitive [8].

**Model parameters adjustment.** As already was noted, V-I curve is a critical feature of the surge arrester. But equipment manufacturers don't always provide the full range V-I curve in their buyer guides and catalogs. Information that allows matching a certain current value to voltage value is the maximum residual voltage with current wave. Residual voltage ( $V_{res}$ ) is the peak value of the impulse voltage that appears between the terminals of an arrester during the flow of discharge current. Usually, two types of discharge current are presented in catalogs. There are switching current impulse and lightning current impulse. The switching current impulse is the peak magnitude of discharge current having a recommended standard impulse shape, a virtual front time greater than 30  $\mu\text{s}$  but less than 100  $\mu\text{s}$  and a virtual time to half value on the tail of roughly twice the virtual front time [3]. The current amplitudes lie between 500 A and 3 kA for high voltage station class arresters, and roughly reproduce the load of an arrester caused by overvoltage due to circuit breaker operation. The lightning current impulse is the peak magnitude of

discharge current having a recommended standard impulse shape, a virtual front time greater than 7  $\mu\text{s}$  but less than 9  $\mu\text{s}$  and from 18 to 22  $\mu\text{s}$  for time to half-value on the tail. The current amplitudes lie between 5 kA and 40 kA for high voltage station class arresters. The duration of the standard switching and lightning impulses respectively are 30/60 and 8/20  $\mu\text{s}$  [9, 12]. Residual voltage of 800 kV surge arresters for the impulses of different amplitudes is shown in the table 1 [13, 14]. As we see, the residual voltage of the arrester with the same rated voltage  $V_r$  of both manufacturers are different. This can be explained by the difference in characteristics of the ZnO blocks from which they are assembled. Therefore, we need to build V-I curve for surge arresters of each manufacturer.

**Table 1**

Rated voltage $V_r$ , kV rms	MCOV $V_c$ , kV rms	Maximum residual voltage with current wave, kV manufacturer's data							
		30/60 $\mu\text{s}$				8/20 $\mu\text{s}$			
		0,5, kA	1, kA	2, kA	3, kA	5, kA	10, kA	20, kA	40, kA
ABB Exlim T									
588	470	-	1134	1167	1189	1247	1299	1402	1525
612	490	-	1180	1214	1237	1298	1351	1459	1587
624	499	-	1203	1238	1261	1323	1378	1488	1618
Siemens 3EQ3									
588	470	1098	1131	1164	-	1250	1323	1442	1574
612	490	1143	1177	1212	-	1301	1377	1501	1639
624	499	1165	1200	1236	-	1327	1404	1530	1671

The Matlab default parameters  $k$  and  $\alpha$  of each segment are:  $k_1=0,955$ ,  $\alpha_1=50$ ,  $k_2=1,0$ ,  $\alpha_2=25$ ,  $k_3=0,9915$ ,  $\alpha_3=16,5$  [4]. The parameters of V-I curve for each segment will be determined by the least squares method. First of all, find the transition currents. The transition currents from segment 1 to segment 2 and from segment 2 to segment 3 are equal to

$$i_{12} = P_1 (P_1 / P_2)^{\frac{\alpha_1}{\alpha_2 - \alpha_1}}, \quad i_{23} = P_2 (P_2 / P_3)^{\frac{\alpha_2}{\alpha_3 - \alpha_2}}, \quad (3)$$

where  $P_i = nI_{Base} / k_i^{\alpha_i}$ ,  $i = 1, 2, 3$ ,  $n$  is the number of ZnO block columns.

Calculate the transition currents under default parameters. They values are  $i_{12}=100,04$  A,  $i_{23}=1513,25$  A. Thus, for the ABB surge arresters we preliminarily have 1 point of the V-I curve in the second segment and 6 points in the third. For the Siemens surge arresters we have 2 points in the second segment and 5 points in the third. There are no points of the V-I curve in the first segment for surge arresters of both companies.

Simulation results of residual voltage of surge arresters under default parameters presented in table 2.  $I=1$  kA and corresponding value of  $V_{res}$  were chosen as the base point for equation (3). This led to the fact

**Table 2**

Rated voltage $V_r$ , kV rms	MCOV $V_c$ , kV rms	Maximum residual voltage with current wave, kV Matlab simulation with default parameters							
		30/60 $\mu\text{s}$				8/20 $\mu\text{s}$			
		0,5, kA	1, kA	2, kA	3, kA	5, kA	10, kA	20, kA	40, kA
ABB Exlim T									
588	470	-	1133,6	1170,93	1199,33	1235,83	1287,35	1340,97	1396,8
612	490	-	1179,57	1218,41	1247,96	1285,95	1339,56	1395,36	1453,47
624	499	-	1202,55	1242,15	1272,28	1311,02	1365,66	1422,54	1481,79
Siemens 3EQ3									
588	470	1099,22	1130,61	1167,84	-	1232,56	1283,95	1337,42	1393,11
612	490	1143,88	1176,57	1215,32	-	1282,68	1336,16	1391,82	1449,78
624	499	1166,21	1199,55	1239,06	-	1307,74	1362,27	1419,02	1478,11

that  $V_{res}$  obtained as the results of the simulation for 1 kA impulse will very exactly match the value from the manufacturer catalog. The difference is about 0.4 kV. The difference under the current impulse of 0.5 kA for Siemens surge arresters is 0,88 – 1,22 kV or 0,08-0,122%. This can be explained by the fact that the current value of 0.5 kA is located in the second segment of the V-I curve, which is enough accurately represented by the default parameters  $k$  and  $\alpha$ . Further, with increasing current, the difference between the simulation results and the manufacturer's data increases. Its absolute value for 40 kA impulse reaches 136,2 kV for ABB surge arresters and 192,9 kV for Siemens surge arresters or about 8,4% and 11,5%. Therefore, the default parameters  $k$  and  $\alpha$  of the third segment of the V-I curve are subject to adjustment.

Using the least squares method, we find the parameters  $k$  and  $\alpha$  for the third V-I curve segment. Then we calculate again the transition current values. We repeat this procedure several times to make sure that the transition currents do not change significantly. If significant changes occur, then we find the residual voltages with current wave 30/60 and 8/20  $\mu$ s for the two pairs of  $k$  and  $\alpha$  and choose the best. As a result, the following values were obtained for the third segment of the V-I curve:  $k_3=0,9542$  and  $\alpha_3=11,2992$  for ABB Exlim T models;  $k_3=0,9458$  and  $\alpha_3=9,9384$  for Siemens 3EQ3 models. Unfortunately, the insufficient number of points in the second segment and their absence in the first do not allow adjusting all V-I curve parameter.

The results of simulation with adjusted  $k$  and  $\alpha$  are presented in table 3. The residual voltage of the ABB surge arresters, except 10 kA impulse, has become much close to the manufacturer's values. The amplitude of residual voltage deviation at 10 kA impulse increased from 11,5-12,3 kV to 34,5-37 kV. But at 40 kA impulse, the deviation decreased by more than 10 times and became less than 13 kV. The maximal relative value of deviation is less than 2,7 %.

The absolute residual voltage deviation of Siemens surge arrester decreased in all points. The maximal absolute value of deviation doesn't exceed 29 kV and relative – 1,82 %.

**Table 3**

Rated voltage $V_r$ , kV rms	MCOV $V_c$ , kV rms	Maximum residual voltage with current wave, kV Matlab simulation with adjusted parameters							
		30/60 $\mu$ s				8/20 $\mu$ s			
		0,5, kA	1, kA	2, kA	3, kA	5, kA	10, kA	20, kA	40, kA
ABB Exlim T									
588	470	-	1133,6	1165,73	1195,61	1252,3	1333,9	1420,73	1513,18
612	490	-	1179,57	1213,01	1244,09	1303,09	1388	1478,36	1574,57
624	499	-	1202,55	1236,65	1268,33	1328,48	1415,05	1507,17	1605,25
Siemens 3EQ3									
588	470	1099,21	1130,61	1162,65	-	1256,81	1347,17	1443,96	1547,65
612	490	1143,88	1176,57	1209,93	-	1307,92	1401,96	1502,68	1610,6
624	499	1166,21	1199,54	1233,56	-	1333,47	1429,35	1532,46	1642,06

**Conclusion.** The studies in this article showed that transient simulation using the default Matlab V-I curve parameters of a surge arrester can lead to the deviation in determining the residual voltage up to 11%. As the current in the region of switching and lightning impulses increases, the deviation between the simulation results of residual voltage and manufacturer's data also increases. To adjust the V-I curve parameters of the surge arrester, it is proposed to use the least squares method based on manufacturer's catalog data. The calculations of the residual voltage showed, that using the adjusted V-I curve allows to reduce the maximum relative deviation by 3-6,5 times and absolute deviation by 120-160 kV. Adjustment of the model parameters provide more accurate results of the transient overvoltage simulation and will allow to more accurately choose a surge arrester for effective overvoltage protection.

*The article was prepared on the basis of research within the scientific project No.: III-32-19 "Development of methods and models for the analysis of electromagnetic transient processes in order to prevent overvoltage". Program code of classification of expenses «6541030».*

1. Kuznetsov V.G., Tugai Yu.I., Shpolianskyi O.G. Research of internal overvoltages in main electric networks of ultrahigh voltage and development of measures for their prevention and limitation. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2013. Is. 35. Pp. 117-123. (Ukr)

2. Shpolianskyi O.G. Reduction of overvoltages and aperiodic currents when connecting 750 kV transmission lines with the help of controlled switching devices. International Ukraine - Poland Seminar *Power quality in distribution networks with distributed generation*, Kyiv, Ukraine, July 4-5, 2019. Pp. 197-202.
3. Haddad A., Warne D. Advances in high voltage engineering. London: Institution of Engineering and Technology. IEE Power Energy Series 40. 2004. 647 p.
4. MathWorks.URL:[https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/surgearrester.html?searchHighLight=surge&s\\_tid=doc\\_srchtile](https://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/surgearrester.html?searchHighLight=surge&s_tid=doc_srchtile) (accessed 31.01.2020)
5. Lira G. R. S., Fernandes D., Costa E. G. Parameter Identification Technique for a Dynamic Metal-oxide Surge Arrester Model. International Conference on *Power Systems Transients*, Kyoto, Japan, 2009. URL: [https://www.ipstconf.org/papers/Proc\\_IPST2009/09IPST023.pdf](https://www.ipstconf.org/papers/Proc_IPST2009/09IPST023.pdf) (accessed 31.01.2020)
6. Zadeh M., Abnik H., Shayegani Akmal A. A. The modeling of metal-oxide surge arrester applied to improve surge protection. 2nd International Conference on *Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS)*, Shenzhen, China, 2009. Vol. 1. Pp. 239-243.
7. Nafar M., Solookinejad G., Jabbari M. Comparison of IEEE and Pinceti Models of Surge Arresters. *Research Journal of Engineering Sciences*. 2014. Vol. 3(5). Pp. 32-34.
8. Agrawal K. C. Electrical Power Engineering: Reference & Applications. Handbook. CRC Press, 2007. 1125 p.
9. Surge arresters. Part 4: Metal-oxide surge arresters without gaps for AC systems. IEC Standard 60099-4, 2014.
10. Volker Hinrichsen. Metal-Oxide Surge Arresters in High-Voltage Power Systems. Fundamentals. Siemens AG, Erlangen, Germany, 2012. 128 p.
11. Metal-oxide surge arresters in medium-voltage systems. ABB Switzerland Ltd, Wetztingen, Switzerland. 2018. 60 p.
12. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-5: Testing and measurement techniques – Surge immunity test. IEC Standard 61000-4-5 Edition 3.0, 2014.
13. High voltage surge arresters. Buyer's guide. ABB AB, Ludvika, Sweden. 2019. 132 p.
14. High-voltage surge arresters. Product guide. Siemens AG, Erlangen, Germany. 2014. 112 p.

УДК 621.311

#### **УТОЧНЕННЯ ПАРАМЕТРІВ МАТЛАВ МОДЕЛІ ОБМЕЖУВАЧА ПЕРЕНАПРУГИ**

**О.Г. Шполянський**, канд.техн.наук

**Інститут електродинаміки Національної академії наук України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,  
e-mail: [shpolyanskyu@ied.org.ua](mailto:shpolyanskyu@ied.org.ua)**

*Запропоновано метод уточнення параметрів моделі обмежувача перенапруги з бібліотеки Matlab Simscape. Він оснований на побудові нелінійної вольт-амперної характеристики шляхом апроксимації залишкової напруги і імпульсу струму функцією заданого виду за даними каталогів виробників. Отримані параметри експоненціальної функції перевіряються шляхом моделювання перехідного процесу під впливом стандартних імпульсів струму на обмежувач перенапруги. Бібл. 14, рис. 1, табл. 3.*

**Ключові слова:** обмежувач перенапруги з оксиду цинку, параметри математичної моделі, залишкова напруга, імпульс струму.

УДК 621.311

#### **УТОЧНЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ МАТЛАВ МОДЕЛИ ОГРАНИЧИТЕЛЯ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ**

**О.Г. Шполянский**, канд.техн.наук

**Институт электродинамики Национальной академии наук Украины,  
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина,  
e-mail: [shpolyanskyu@ied.org.ua](mailto:shpolyanskyu@ied.org.ua)**

*В статье предложен метод уточнения параметров модели ограничителя перенапряжений из библиотеки Matlab Simscape. Он основан на построении вольт-амперной характеристики путем аппроксимации остаточного напряжения и импульса тока функцией заданного вида по данным каталогов производителей. Полученные параметры экспоненциальной функции проверяются путем моделирования переходного процесса под воздействием стандартных импульсов тока на ограничитель напряжения. Библ. 14, рис. 1, табл. 3.*

**Ключевые слова:** ограничитель перенапряжения из оксида цинка, параметры математической модели, остаточное напряжение, импульс тока.

Надійшла 07.02.2020  
Остаточний варіант 30.06.2020

## УДОСКОНАЛЕННЯ ЗАХИСТУ ВІД ЗАМИКАНЬ НА ЗЕМЛЮ В РОЗПОДІЛЬНИХ МЕРЕЖАХ

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

*Метою роботи є удосконалення захисту від однофазних замикань на землю для розподільних електричних мереж шляхом усунення вад відомих методів захисту. Для селективної дії захисту визначають напрям реактивної потужності за допомогою виділених зі струму і напруги нульової послідовності складових з частотою, вищою за 50 Гц. Задля цього використовують цифрові частотні фільтри. За допомогою математичної моделі виявлено можливість неселективної роботи такого алгоритму через вплив аперіодичних складових у струмах і напругах у перехідних процесах, а також недостатню чутливість захисту у разі замикання фази на землю через активні опори, більші за 10-20 Ом. Отримано залежності реактивної потужності від частоти сигналів, які виділяються фільтрами Герцеля. Ці фільтри взято за основу, бо вони потребують менших обчислювальних витрат у порівнянні з дискретним перетворенням Фур'є. Запропоновано перед подачею струму і напруги нульової послідовності на частотні фільтри виконувати їхнє диференціювання, що послаблює вплив аперіодичних складових на фазові похибки реле та значно підсилює корисні сигнали. Задля підвищення чутливості реле у разі замикання фази на землю через активний опір до 100 Ом у схему реле включають фільтри Герцеля (для струму і напруги) задля виділення складових для двох різних частот, а реактивну потужність знаходять як суму потужностей для першої і другої частоти. Чутливість удосконаленого алгоритму захисту у порівнянні з відомими алгоритмами захисту підвищено в 10-20 разів. Бібл. 13, рис. 6, табл. 2.*

**Ключові слова:** замикання фази на землю, компенсована електрична мережа, селективний захист, алгоритм Герцеля, струм і напруга нульової послідовності, реактивна потужність.

**Актуальність проблеми та її зв'язок з прикладними задачами.** Електричні мережі напругою 6-35 кВ із заземленою через індуктивну котушку (реактор) нейтраллю називають компенсованими. Вони є достатньо поширеними в електричних системах. Резонансно налаштуваючи реактор, можна зменшити струми замикання на землю, перенапруги та вірогідність виникнення міжфазних коротких замикань, що в цілому підвищує надійність електропостачання споживачів. Суттєвою вадою таких електричних мереж є те, що традиційні системи релейного захисту від однофазного замикання фази на землю (ОЗЗ) не забезпечують необхідної селективності і чутливості. Це пов'язано з тим, що в залежності від ступеня настройки реактора, в ушкодженному приєднанні напрямок реактивної потужності, яку контролюють пристрої захисту, може бути таким, як у неушкодженному. Задля вирішення цієї проблеми пропонуються різні методи, але в цілому вона ще не є вирішеною.

**Огляд публікацій і недоліки відомих рішень.** Питання захисту від однофазних замикань на землю досліджуються досить активно, кількість матеріалів на цю тему настільки велика, що час від часу з'являються роботи [1-3], які класифікують і допомагають розібратись у різноманітні відомих способів захисту. У роботі [4] показано, що в мережах 6-10 кВ за допомогою простих струмових і спрямованих захистів важко, а іноді і неможливо, забезпечити захист від ОЗЗ з необхідною чутливістю і селективністю. Це спонукає до перенесення уваги з усталеного режиму ОЗЗ на перехідні процеси, що виникають під час ОЗЗ. Додатковим аргументом є те, що струм нульової послідовності під час перехідного процесу значно перевищує такий струм усталеного режиму після ОЗЗ.

У статті [5] описано спосіб класифікації збурень у системах електропостачання, що будується на частотній фільтрації струмів і напруг за допомогою вейвлет-перетворення й подальшого використання машини опорних векторів (SVM) задля виділення суттєвих ознак явищ, що відбуваються в системі. У [6] ґрунтовно розглянуто більш загальні методи аналізу нестационарних процесів у нелінійних динамічних системах, якими є і електричні мережі в режимі нестійкого замикання на землю.

У [7] пропонується багаточастотне реле опору, оскільки воно на частоті живлення мережі не може працювати в мережах з резонансним заземленням нейтралі. У роботі [8] запропоновано реле



селективного захисту з виділенням зі струму і напруги нульової послідовності за допомогою частотного фільтру складової з частотою вище за 50 Гц.

На наш погляд, перспективним є використання багаточастотного реле потужності. Оскільки джерелом таких частотних складових є перехідний процес ОЗЗ, то необхідними є відповідні дослідження перехідних процесів при ОЗЗ і розробка нових ефективних алгоритмів їхнього аналізу. Аналіз перехідних процесів під час ОЗЗ є необхідним як у первинних колах мережі, так і в колах захисту. Для цього потрібно розробити відповідні математичні моделі. Відомі публікації, в яких описано математичні моделі мереж 6-10 кВ [9] і моделі алгоритмів захисту [10]. Також в [11] було описано схожий алгоритм захисту з використанням задля виділення необхідних цифрових фільтрів другого порядку з нескінченними імпульсними характеристиками. Відомо про використання програми моделювання ЕМТР-АТР для аналізу перехідних процесів у електричних системах [12], однак, така програма не є широко доступною і не забезпечує, на наш погляд, необхідної гнучкості та прозорості моделей.

Проте, наші дослідження пристроїв захисту, в яких використовуються частотні складові вище 50 Гц [11], показали їхню недостатню чутливість у разі замикань фази на землю через активні опори порядку 10 Ом і більше, а також можливість їхньої неселективної роботи за наявності відносно великих значень аперіодичних складових у струмах і напругах нульової послідовності.

**Мета досліджень.** Удосконалення захисту від однофазних замикань на землю для розподільних електричних мереж 6-35 кВ за рахунок підвищення чутливості і селективності дії шляхом визначення напрямку сумарної реактивної потужності в контурі нульової послідовності для складових з частотами, вищими за 50 Гц.

**Основний матеріал і отримані результати.** Задля усунення указаних вище недоліків діючих захистів у роботі запропоновано методи удосконалення захистів, які полягають у зменшенні впливу аперіодичних складових у струмах і напругах нульової послідовності за допомогою попереднього знаходження їхніх похідних. Отримані похідні подають на смугові частотні фільтри для виділення з них струмів і напруг однієї з частот із діапазону 100-300 Гц, щодо яких і визначають реактивну потужність для початкового моменту виникнення ОЗЗ. За необхідності подальшого підвищення чутливості захисту використовують напрямок сумарної реактивної потужності, яку знаходять за допомогою фільтрів зі складовими двох різних частот, наприклад, 100 і 250 Гц. Для зменшення часу спрацювання реле ортогональні складові виділяють за допомогою частотних фільтрів, побудованих за алгоритмом Гертцеля, який потребує приблизно у два рази менше обчислювальних операцій у порівнянні з дискретним перетворенням Фур'є.

Блок-схему удосконаленого захисту наведено на рис. 1, сірим кольором виділено блоки, які додано до відомої схеми [11].

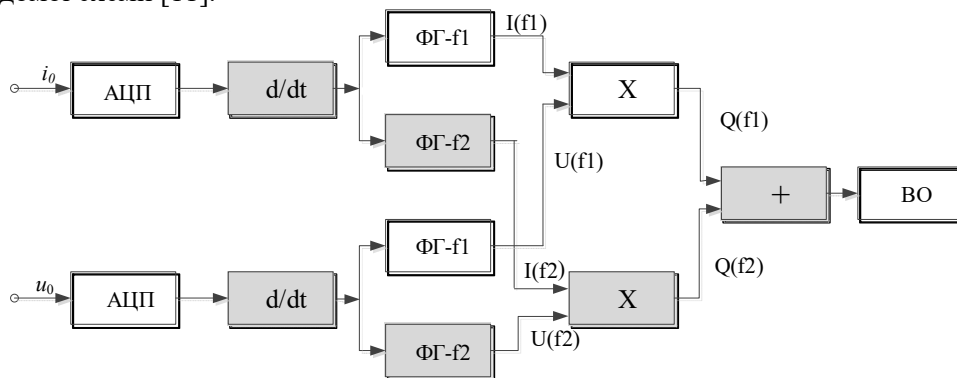


Рис. 1

Схема містить аналогово-цифрові перетворювачі (АЦП), що працюють з частотою 1600 відліків на секунду. На них подають струми і напруги нульової послідовності, які надходять від вимірювальних трансформаторів струму нульової послідовності і напруги нульової послідовності відповідно. Сигнали з виходів АЦП подають на блоки диференціювання  $d/dt$ , після чого вони надходять на фільтри Гертцеля (ФГ) задля виділення ортогональних складових струму і напруги з частотами  $f_1$  та  $f_2$ . Реактивні потужності для частот  $Q(f_1)$  і  $Q(f_2)$  обчислюються у блоках добутку  $X$  за виразом

$$Q(f_N) = \operatorname{Re}[I(f_N)] \cdot \operatorname{Im}[U(f_N)] - \operatorname{Re}[U(f_N)] \cdot \operatorname{Im}[I(f_N)], \quad (1)$$

а після їхнього підсумовування вони надходять до виконавчого органу ВО, в якому за допомогою компаратора порівнюють сумарну реактивну потужність  $Q$  із заданою пороговою  $Q_p$ , і, якщо  $Q > Q_p$ , то реле захисту спрацює

$$Q = Q(f1) + Q(f2) > Q_p. \quad (2)$$

Характерною особливістю даного захисту є те, що він реагує на частотні складові, вищі за частоту живлення мережі (50 Гц), які завжди присутні у струмі і напрузі нульової послідовності в момент замикання фази на землю, коли виникає перехідний процес у зв'язку із порушенням попереднього нормального режиму. При цьому тривалість вихідного сигналу спрацювання захисту у разі ОЗЗ складає приблизно 20-25мс, а амплітуда залежить від вибраної частоти для фільтрів Гертцеля.

Задля дослідження спектрального складу сигналів у струмах і напругах нульової послідовності на початку ОЗЗ та оцінки чутливості захисту за різних значень опору в місці замикання скористаємося методом математичного моделювання. Математична модель для схеми електропостачання заданої структури [11] складається з диференціальних рівнянь для віток і вузлів схеми, рівнянь чисельного визначення похідних і рівнянь визначення ортогональних складових заданої частоти за допомогою алгоритму Гертцеля. Задля зменшення можливого підсилення завад у вхідних сигналах струму і напруги блоки диференціювання виконано на основі методу еквівалентних синусоїд [13], згідно з яким використовують інтегральне усереднення 3-5-х миттєвих значень сигналів, а похідну знаходять для центру інтервалу. Наприклад, за допомогою трьох дискретних значень струму (напруги) похідні визначають за виразом, у якому  $\omega$  – кутова частота,  $h$  – крок розрахунку

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{2 \cdot \omega \cdot h} (3 \cdot i_n - 4 \cdot i_{n-1} + i_{n-2}). \quad (3)$$

Ортогональні складові струмів і напруг для гармоніки  $k$ -го номера за допомогою алгоритму Гертцеля знаходять на кожному кроці розрахунків, використовуючи масив з  $N$  дискретних значень  $i_1, i_2, \dots, i_N$  струму (напруги) на періоді першої гармоніки частоти живлення мережі. Розрахунки проміжних значень проводять методом ітерацій, а на заключному кроці знаходять комплексне значення вихідного сигналу за виразами

$$x_1 = i_1; \quad x_2 = i_2 + \alpha \cdot i_1; \quad x_3 = i_3 + \alpha \cdot i_2 - i_1; \quad \dots; \quad x_N = i_N + \alpha \cdot i_{N-1} - i_{N-2};$$

$$\alpha = 2 \cdot \cos\left(2 \cdot \frac{\pi}{N} \cdot k\right); \quad X_{кінц} = \frac{2}{N} \cdot \left[ x_N \cdot \exp\left(j \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{N} \cdot k\right) - x_{N-1} \right]. \quad (4)$$

Дослідження процесів ОЗЗ і поведінку захисту розглянемо на прикладі типової схеми електропостачання напругою 6 кВ з компенсованою нейтраллю, принципову заступну схему якої наведено на рис. 2. Схема містить трансформатор, що живить мережу (вітки 13-15), три фідери F1-F3 з кабельними лініями (вітки 1-9), реактор (вітка 16), міжфазні ємності (вітки 10-12). Ємності фаз на землю для фідерів F1-F3 відповідно становлять 1, 8 і 12 мкФ, а опори ізоляції на землю RI1-RI9 – 1 МОм. Індуктивність реактора за резонансного налаштування становить 0,1463 Гн, а його активний опір – 0,1 Ом. За резонансного налаштування реактора і стійкого замикання на землю фази  $A$  фідера F1 ( $RI1=1$  Ом) усталені значення струмів нульової послідовності фідерів і реактора, а також напруга і реактивна потужність фідера F1 становлять

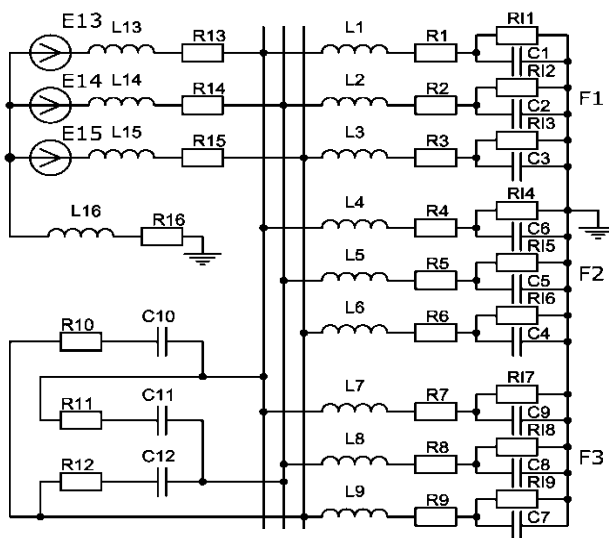


Рис. 2

напругою 6 кВ з компенсованою нейтраллю, принципову заступну схему якої наведено на рис. 2. Схема містить трансформатор, що живить мережу (вітки 13-15), три фідери F1-F3 з кабельними лініями (вітки 1-9), реактор (вітка 16), міжфазні ємності (вітки 10-12). Ємності фаз на землю для фідерів F1-F3 відповідно становлять 1, 8 і 12 мкФ, а опори ізоляції на землю RI1-RI9 – 1 МОм. Індуктивність реактора за резонансного налаштування становить 0,1463 Гн, а його активний опір – 0,1 Ом. За резонансного налаштування реактора і стійкого замикання на землю фази  $A$  фідера F1 ( $RI1=1$  Ом) усталені значення струмів нульової послідовності фідерів і реактора, а також напруга і реактивна потужність фідера F1 становлять

$$I_{F1} = (0,577 - j10,339)A;$$

$$I_{F2} = (-0,018 - j27,448)A;$$

$$I_{F3} = (-0,134 - j41,264)A;$$

$$I_{reak} = (0,425 + j79,051)A;$$

$$U_0 = (-3637 - j4,254)B;$$

$$Q_0 = (-2055 - j37610)BA.$$

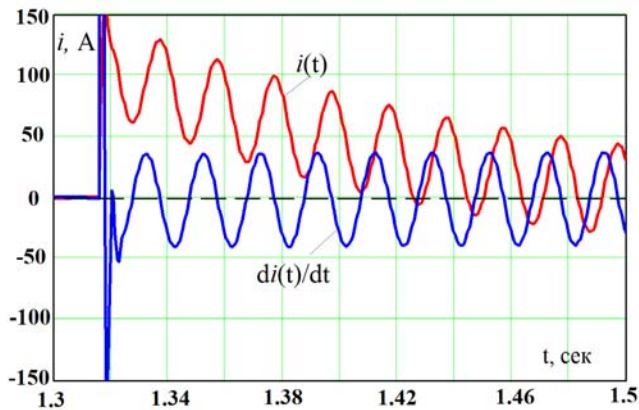


Рис. 3

Реактивні потужності для фідерів F2, F3 мають такий же напрямок, як в F1, тому селективність захисту на частоті  $f=50$  Гц не забезпечується. Результати моделювання роботи алгоритму захисту за допомогою (3), (4) підтвердили доцільність введення до блок-схеми реле (рис. 1) блоків диференціювання  $d/dt$  для струмів і напруг нульової послідовності. Завдяки цим блокам, як видно з рис. 3, на якому наведено результати математичного моделювання зміни в часі струму нульової послідовності при ОЗЗ через опір 1 Ом до і після проходження через блок диференціювання  $d/dt$ , значно зменшується вплив на роботу реле аперіодичних складових, які вносять похибки у розрахункові потужності

через вплив на кутові співвідношення між струмом і напругою.

Крім того, вони зменшують час спрацювання і збільшують чутливість захисту, як це видно із результатів розрахунків реактивної потужності за ОЗЗ на фідері Ф1, наведених у табл. 1. Розрахунки проведено для частотних фільтрів Гертцеля (ФГ), налаштованих на виділення частотних складових від 50 до 350 Гц. За таких умов досліджувався як резонансний стан налаштування реактора, так і пере- і недокомпенсація. Наведено середні значення потужності, які обчислено за  $N=32$  дискретних відліків.

Таблиця 1

Q, кВА	Q(50)	Q(100)	Q(150)	Q(175)	Q(200)	Q(250)	Q(300)	Q(350)	Блоки d/dt
0,5*Lrez	-119,0	41,77	37,88	35,29	34,84	30,22	19,18	10,23	є
1,0*Lrez	97,83	74,70	45,43	40,89	39,74	32,57	20,44	10,90	є
1,5*Lrez	166,7	79,71	46,71	41,01	38,89	30,61	18,49	9,512	є
0,5*Lrez	-211,4	3,367	2,033	1,749	1,142	0,587	0,215	0,055	немає
1,0*Lrez	30,0	19,35	5,06	3,73	2,24	1,1	0,487	0,214	немає
1.5*Lrez	111,1	24,75	6,0	4,218	2,528	1,208	0,542	0,252	немає

Як видно з табл. 1, задля забезпечення селективного захисту можуть бути використані частотні складові, частотою вище від 100 Гц, при цьому частоти необов'язково мають бути кратними частоті живлення мережі. Зі збільшенням частоти потужність зменшується, і тому високі частоти також використовувати не варто. З даних табл. 1 також можна бачити, що застосування блоків диференціювання збільшує потужності в 15-20 разів, що значно підвищує чутливість захисту.

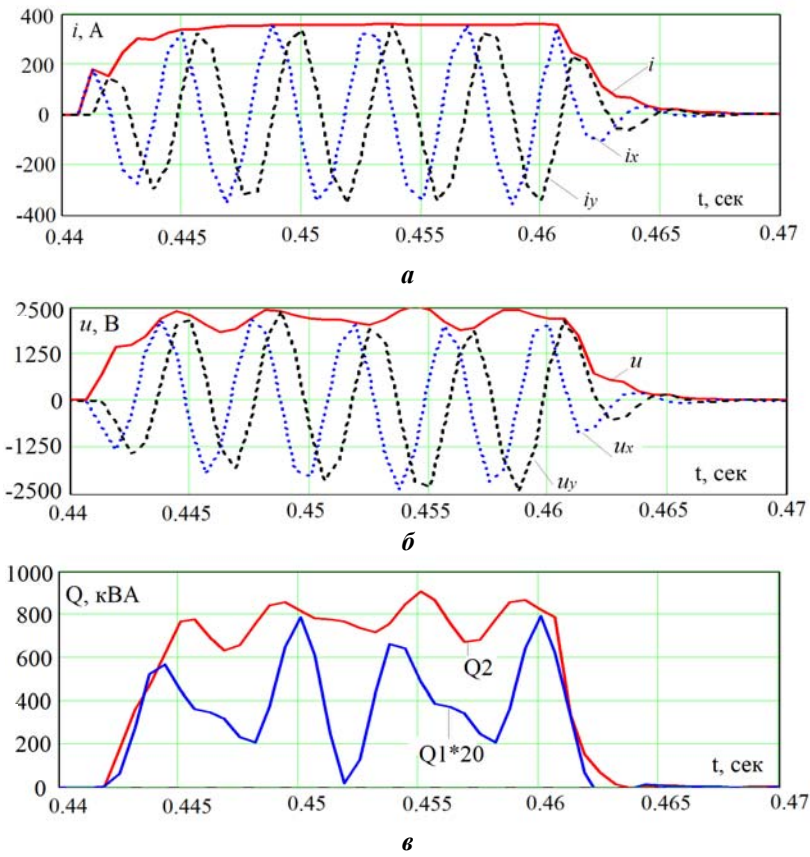
Розрахункові потужності (табл. 1) отримано за замиканням фази на землю через активний опір  $R=1$  Ом. За більших значень цього опору потужність зменшується і за  $R=100$  Ом, і за наявності блоків  $d/dt$  може бути недостатньою, як це видно з даних табл. 2.

Якщо порогове значення потужності прийняти, наприклад, 1 кВА, то чутливість захисту може бути недостатньою. У цьому випадку слід виконати захист за схемою на рис. 1, у якому потужність знаходять як суму потужностей, отриманих за допомогою фільтрів ФГ для двох різних частот, наприклад, для частот 150 і 200 Гц.

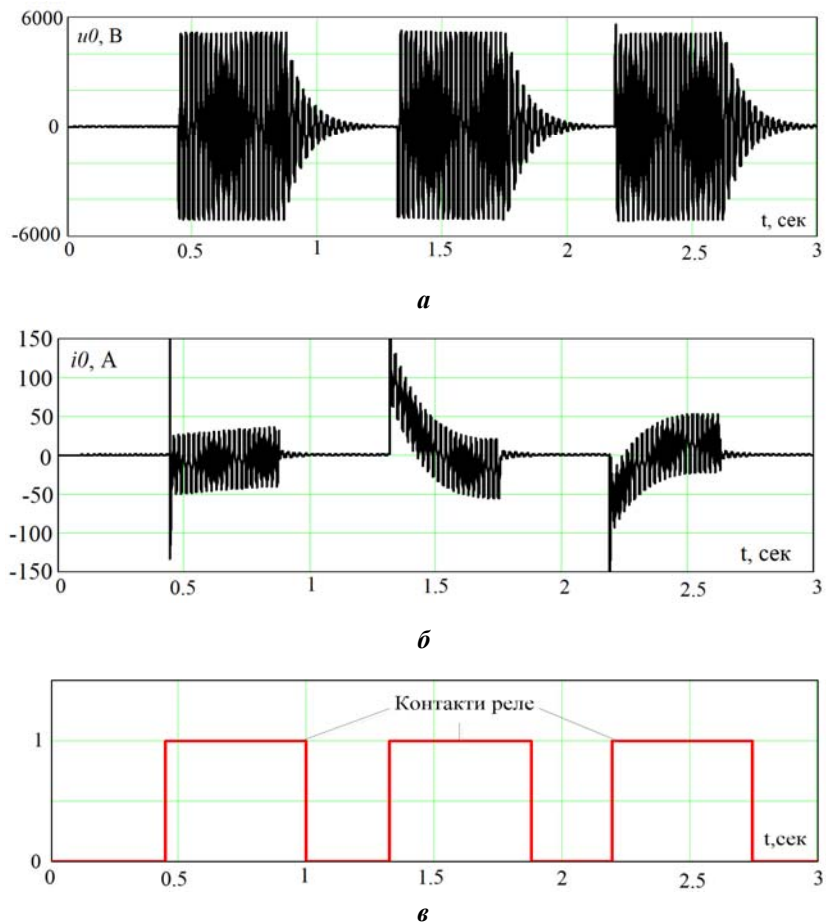
Таблиця 2

Q, кВА	Q(50)	Q(100)	Q(150)	Q(175)	Q(200)	Q(250)	Q(300)	Q(350)	Блоки d/dt
0,5*Lrez	-2,2	2,844	0,749	0,353	0,322	0,172	0,104	0,068	є
1,0*Lrez	8,88	3,8	0,988	0,461	0,437	0,24	0,151	0,102	є
1.5*Lrez	12,2	3,75	0,99	0,495	0,438	0,241	0,150	0,100	є

Для прикладу на рис. 4, а, б, в показано вихідні сигнали струму (а) і напруги (б) блоків ФГ для частоти 250 Гц та вихідний сигнал реактивної потужності (в) при ОЗЗ за відсутності блоків  $d/dt$  і за їхньої наявності.



**Рис. 4**



**Рис. 5**

Як видно з рис. 4, *a*, корисний сигнал реактивної потужності діє безпосередньо після утворення ОЗЗ протягом  $t=0,022$  с, і він ( $Q_2$ ) за наявності блоків  $d/dt$  більш ніж в 20 разів перевищує потужність  $Q_1$  за відсутності таких блоків. Наведені в табл.1 дані дають змогу виявити залежності реактивної потужності  $Q(k)$  від частоти, яку виділяють фільтри Гертцеля, і вибрати оптимальну комбінацію частот. На низьких частотах ступінь налаштування котушки Петерсена впливає на величину реактивної потужності, тому найменшою частотою, яку безпечно використовувати, на наш погляд, є частота 150 Гц.

На рис. 5, *a*, *b*, *в* наведено результати моделювання роботи захисту за нестійкого ОЗЗ на фідері F1. На рис. 5, *a* показано напругу, а на рис. 5, *b* – струм нульової послідовності, які подаються на вхід реле; на рис. 5, *в* – контакти ВО, який чітко спрацьовує незалежно від значення аперіодичної складової у струмі і напрузі нульової послідовності. На рис. 6 показано графік струму і напруги нульової послідовності в результаті моделювання однофазного замикання на землю, що отримано на фізичній моделі.

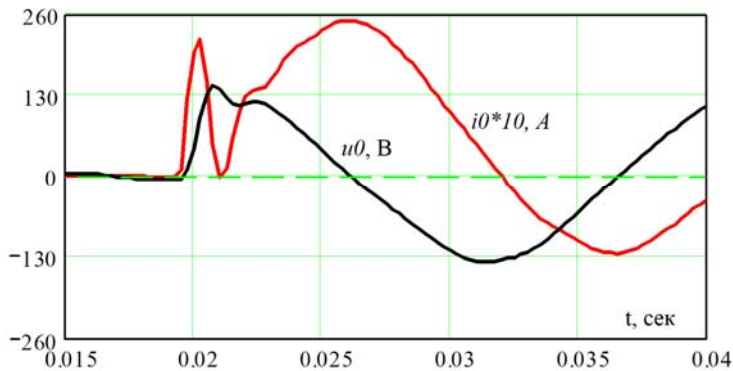


Рис. 6

Відомо [11], що на початку перехідного процесу при ОЗЗ (протягом 0,015 - 0,025 с) виникають вищі гармонійні складові в струмі і напрузі, а знайдена за їхньою допомогою реактивна потужність на ушкодженому приєднанні додатна, а на неушкодженому – від’ємна. При цьому, як показали дослідження, завдяки розрядодозаряду ємностей фаз, імпульсна реактивна потужність у 5–8 разів перевищує потужність при ОЗЗ в усталеному режимі.

Цю особливість використано в розробленому алгоритмі захисту під час вибору порогу спрацювання  $Q_p$ , значення якого вибирають як  $(0,1 - 0,15)Q_{min}$ , де  $Q_{min}=U_{nom}\cdot I_{min}$  – реактивна потужність усталеного режиму фідера з мінімальним ємнісним струмом замикання фази на землю, коли на секції підключено тільки два фідери. Чутливість захисту буде складати більше шести, якщо активний опір в місці замикання не перевищуватиме 100 Ом.

Достовірність роботи розробленого алгоритму захисту підтверджена результатами математичного моделювання та дослідженнями на фізичній моделі напругою 0,4 кВ. Чутливість розробленого реле на порядок перевищує відомі розробки, і воно надійно спрацьовує у разі замикання фази на землю через опори до 100 Ом включно.

#### Висновки.

1. З’ясовано, що аперіодичні (такі, що експоненційно згасають) складові в контурі нульової послідовності можуть заважати селективній роботі захисту. Щоб запобігти цьому, в схему реле введено блоки, які виконують чисельне диференціювання сигналів струму і напруги  $i$ , таким чином, відфільтровують аперіодичні складові перехідного процесу однофазного замикання на землю.

2. Отримано залежність реактивної потужності від частоти в контурі нульової послідовності, яка дає змогу обрати для захисту оптимальні значення частоти.

3. Задля підвищення чутливості захисту у разі замикання через опори до 100 Ом включно запропоновано за допомогою цифрових частотних фільтрів Гертцеля виділяти зі струму і напруги нульової послідовності частотні складові для двох різних частот, реактивні потужності для яких додавати.

4. Працездатність розробленого алгоритму захисту підтверджено результатами математичного моделювання та дослідженнями на фізичній моделі.

1. Amin Ghaderi, Herbert L. Ginn, Hossein Ali Mohammadpour. High impedance fault detection. *Electric Power Systems Research*. 2017. Vol. 143. 2017. Pp. 376-388. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2016.10.021>
2. Farughian A., Kumpulainen L., Kauhaniemi K. Review of methodologies for earth fault indication and location in compensated and unearthed MV distribution networks. *Electric Power Systems Research*. 2018. Vol. 154. Pp. 373-380. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.09.006>
3. Gururajapathy S.S., Mokhlis H., Illias H. A. Fault location and detection techniques in power distribution systems with distributed generation: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2017. Vol. 74. Pp. 949-958. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.03.021>

4. Santos W.C., Lopes F.V., Brito N.S.D., Souza B.A. High-Impedance Fault Identification on Distribution Networks. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2017. Vol. 32. No 1. Pp. 23-32.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2016.2548942>
5. Hajibandeh N., Faghihi F., Ranjbar H., Kazari H. Classifications of disturbances using wavelet transform and support vector machine. *Turkish journal of electrical engineering & computer sciences*. 2017. Vol. 25. Pp. 832-843. DOI: <https://doi.org/10.3906/elk-1511-124>
6. Xuan Z., Xie S., Sun Q. The Empirical Mode Decomposition Process of Non-stationary Signals. International Conference on *Measuring Technology and Mechatronics Automation*, Changsha City. 2010. Pp. 866-869.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/ICMTMA.2010.280>
7. Altonen J., Wahlroos A., Vähäkuopus S. Application of Multi-Frequency Admittance-Based Fault Passage Indication in Practical Compensated MV-Network. 24-th International Conference on *Electricity Distribution*. Glasgow, 2017. No 0967.
8. Ha H., Subramanian S. Transient earth fault detection on compensated earthed system. 22th International Conference and Exhibition on *Electricity Distribution*. Stockholm, 2013. No 0119.  
DOI: <https://doi.org/10.1049/cp.2013.0567>
9. Кириленко О.В., Сегеда М.С., Буткевич О.Ф., Мазур Т.А. Математичне моделювання в електроенергетиці. Львів: НУ «Львівська політехніка», 2013. 608 с.
10. Pitot F., Venkataraman k., Vassilevsky N., Teon C.P. Wattmetric earth fault protection – innovation for compensated distribution networks. 23rd International Conference on *Electricity Distribution*, Lyon, 2015. No 0963.
11. Сивокобыленко В.Ф., Лисенко В.А. Микропроцессорная селективная защита от замыканий фазы на землев электрических сетях с катушкой петерсена в нейтрали. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 2. С. 54-62.  
DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.02.54>
12. Michalik M., Rebizant W., Lukowicz M., Seung-Jae Lee, Sang-Hee Kang. High-impedance fault detection in distribution networks with use of wavelet-based algorithm. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2006. Vol. 21. No. 4. Pp. 1793-1802. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2006.874581>
13. Сивокобыленко В.Ф., Деркачѳ С.В. Метод эквивалентных синусоид для цифровых измерительных органов релейной защиты. *Наукові праці ДонНТУ. Серія «Обчислювальна техніка та автоматизація»*. 2015. № 1(28). С. 215-221.

## EARTH FAULT PROTECTION IMPROVEMENT ON DISTRIBUTION NETWORKS

V.F. Syvokobylenko, V.A. Lysenko

Donetsk National Technical University,

Shibankova sq., 2, Pokrovsk, Donetsk region, 85300, Ukraine.

E-mail: [svf1934@gmail.com](mailto:svf1934@gmail.com) ; [viktor.lysenko@donntu.edu.ua](mailto:viktor.lysenko@donntu.edu.ua)

*The purpose of the article is to improve the single-phase earth fault protection for compensated electrical networks by eliminating the disadvantages of the known protection methods. The developed mathematical model revealed the possibility of non-selective protection operation due to the influence of aperiodic components in currents and voltages in transients. Insufficient sensitivity of protection at phase to earth faults due to active resistors greater than 10-20 ohms was also detected. The dependence of the reactive power on the frequency of the signals, isolated by the Hoertzel filters was obtained. These filters are taken as a basis because they require less computational cost than a discrete Fourier transform. It is suggested to perform differentiation before applying current and voltage of zero sequence to the frequency filters, which reduces the influence of aperiodic components on the phase errors of the relay and greatly enhances the useful signals. To increase the sensitivity of the relay when the phase is grounded through active resistance up to 100 Ohms, the relay circuit includes Hoertzel filters (for current and voltage) to select the components for two different frequencies (both higher than fundamental), and reactive power is found as the sum of power for the first and second frequencies. The sensitivity of enhanced protection algorithms compared to known algorithms is increased 10-20 times. References 13, figures 6, tables 2.*

**Key words:** phase-to-earth fault, compensated electrical network, selective protection, Hoertzel algorithm, zero-sequence current and voltage, reactive power.

1. Amin Ghaderi, Herbert L. Ginn, Hossein Ali Mohammadpour High impedance fault detection. *Electric Power Systems Research*. 2017. Vol. 143. Pp. 376-388. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2016.10.021>

2. Farughian A., Kumpulainen L., Kauhaniemi K. Review of methodologies for earth fault indication and location in compensated and unearthed MV distribution networks. *Electric Power Systems Research*. 2018. Vol. 154. Pp. 373-380. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.09.006>

3. Gururajapathy S.S., Mokhlis H., Illias H.A. Fault location and detection techniques in power distribution systems with distributed generation: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2017. Vol. 74. Pp. 949-958. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.03.021>

4. Santos W.C., Lopes F.V., Brito N.S.D., Souza B.A. High-Impedance Fault Identification on Distribution Networks. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2017. Vol. 32. No 1. Pp. 23-32.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2016.2548942>
5. Hajibandeh N., Faghihi F., Ranjbar H., Kazari H. Classifications of disturbances using wavelet transform and support vector machine. *Turkish journal of electrical engineering & computer sciences*. 2017. Vol. 25. Pp. 832-843.  
DOI: <https://doi.org/10.3906/elk-1511-124>
6. Xuan Z., Xie S., Sun Q. The Empirical Mode Decomposition Process of Non-stationary Signals. 2010 International Conference on *Measuring Technology and Mechatronics Automation*. Changsha City, 2010. Pp. 866-869.  
DOI: <https://doi.org/10.1109/ICMTMA.2010.280>
7. Altonen J., Wahlroos A., Vähäkuopus S. Application of Multi-Frequency Admittance-Based Fault Passage Indication in Practical Compensated Mv-Network. 24-th International Conference on *Electricity Distribution*. Glasgow, 2017. No 0967.
8. Ha H., Subramanian S. Transient earth fault detection on compensated earthed system. 22th International Conference and Exhibition on *Electricity Distribution*. Stockholm, 2013. No 0119.  
DOI: <https://doi.org/10.1049/cp.2013.0567>
9. Kyrylenko O.V., Sehedra M.S., Butkevych O.F., Mazur T.A. Mathematical modeling in power engineering. Lviv: Lvivska politehnika, 2013. 608 p. (Ukr)
10. Pitot F., Venkataraman K., Vassilevsky N., Teon C.P. Wattmetric earth fault protection – innovation for compensated distribution networks 23rd International Conference on *Electricity Distribution*. Lyon, 2015. No 0963.
11. Syvokobylenko V.F., Lysenko V.A. Microprocessor selective protection from the phase to the earth fault in electric networks with Petersen coil in neutral. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 2. Pp. 54-62. (Rus)  
DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.02.54>
12. Michalik M., Rebizant W., Lukowicz M., Seung-Jae Lee, Sang-Hee Kang. High-impedance fault detection in distribution networks with use of wavelet-based algorithm. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2006. Vol. 21. No 4. Pp. 1793-1802. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2006.874581>
13. Syvokobylenko V.F., Derkachev S.V. Equivalent sinusoids method for digital measuring devices of relay protection. *Zbirnyk naukovykh prats DonNTU. Seriya Obchysluvalna tekhnika ta avtomatyzatsiia*. 2015. No 1(28). Pp. 215-221. (Rus)

## УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ЗАЩИТЫ ОТ ЗАМЫКАНИЙ НА ЗЕМЛЮ В РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ СЕТЯХ

**В.Ф. Сивокобыленко**, докт. техн. наук, **В.А. Лысенко**, канд. техн. наук  
Донецкий национальный технический ун-т,  
пл. Шибанкова, 2, Покровск, Донецкая обл., 85300, Украина.  
E:mail: [svf1934@gmail.com](mailto:svf1934@gmail.com) ; [viktor.lysenko@donntu.edu.ua](mailto:viktor.lysenko@donntu.edu.ua)

*Целью работы является совершенствование защиты от однофазных замыканий на землю для распределительных электрических сетей путем устранения недостатков известных методов защиты. Для селективного действия защиты определяют направление реактивной мощности с помощью выделенных из тока и напряжения нулевой последовательности составляющих с частотой, выше 50 Гц. Для этого используют цифровые частотные фильтры. С помощью математической модели выявлена возможность неселективной работы такого алгоритма из-за влияния апериодических составляющих в токах и напряжениях в переходных процессах. Также обнаружена недостаточная чувствительность защиты при замыканиях фазы на землю через активные сопротивления, большие 10-20 Ом. Получены зависимости реактивной мощности от частоты сигналов, выделяемых фильтрами Герцеля. Эти фильтры взяты за основу, потому что они требуют меньших вычислительных затрат по сравнению с дискретным преобразованием Фурье. Предложено перед подачей тока и напряжения нулевой последовательности на частотные фильтры выполнять их дифференцировки, что ослабляет влияние апериодических составляющих на фазовые погрешности реле и значительно усиливает полезные сигналы. Для повышения чувствительности реле при замыканиях фазы на землю через активное сопротивление до 100 Ом в схему реле включают фильтры Герцеля (для тока и напряжения) для выделения составляющих для двух различных частот, а реактивную мощность находят как сумму мощностей для первой и второй частоты. Чувствительность усовершенствованного алгоритма защиты по сравнению с известными повышена в 10-20 раз. Библ. 13, рис. 6, табл. 2.*

**Ключевые слова:** замыкание фазы на землю, компенсированная электрическая сеть, селективная защита, алгоритм Герцеля, ток и напряжение нулевой последовательности, реактивная мощность.

Надійшла 17.02.2020  
Остаточний варіант 26.06.2020

## THE IMPACT OF SAMPLING FREQUENCY ON THE ACCURACY OF TRAVELLING WAVE-BASED FAULT PROTECTION METHODS

P. Regulski\*, D. Bejmert\*\*

Wroclaw University of Science and Technology,  
Wyb. Wyspianskiego 27, 50-370 Wroclaw, Poland,

e-mail: [pawel.regulski@pwr.edu.pl](mailto:pawel.regulski@pwr.edu.pl)

*This paper investigates the impact of sampling frequency on the effectiveness of travelling wave-based fault detection and location in cases when the fault is very close to the relay location. The arrival times of consecutive reflected travelling waves in such situations may result in errors if the sampling frequency of the relay is too low. Effectively, this will limit the accuracy of estimated fault location. This issue is investigated by simulating a fault close to the relay and observing the extracted voltage travelling waves for different sampling frequencies. The results confirm a strong correlation and prove that high accuracy will require higher sampling frequencies. References 7, figures 4.*

**Keywords:** Travelling wave, line protection, fault location, sampling frequency

**Introduction.** Technological advancement of microprocessors allows for more demanding algorithms to be implemented and at higher sampling rates. This also applies to power system protection schemes, which already have seen sampling rates as high as 1 MHz [1]. This opens new possibilities for practical application of methods, which so far existed only in the academic domain. One of such applications is the theory of travelling waves in transmission lines, which existed in the literature for several decades [2], but becomes more and more popular nowadays [3-7]. There are many advantages of applying travelling wave theory to fault detection and location in transmission lines, such as much shorter detection times, independence from fault resistance and high accuracy of fault location. On the other hand, disadvantages include the requirement for high sampling rates in order to capture the high frequency components, as well as the problem of the frequency range of traditional current and voltage transformers. This paper focuses on investigating the former, especially in the context of hypothetical single-end fault detection and location algorithms in cases when a fault is very close to the location of the relay. Such situation is problematic due to the fact that it creates multiple travelling wave reflections within a very short period of time. This, in turn, brings a question of the required sampling rate and its impact on the effectiveness of algorithms in such cases. For two-end methods with communication this may not be a problem, but methods based only on local measurements may have limited effectiveness for very close faults. The purpose of this paper is to perform a preliminary study in the aforementioned topic as it is often overlooked and faults closer than 4-5% of line length are not discussed when fault location algorithms are proposed. Additionally a wider range of sampling frequencies are investigated. Typically specific sampling frequency is assumed and investigated.

**Problem formulation.** Travelling wave theory states that a fault in a transmission line creates voltage and current travelling waves propagating with a constant speed, close to the speed of light, in both directions from the location of the fault (fig. 1). These travelling waves also undergo reflections, which happen at discontinuities created by network connection points, such as buses. The main concept of fault detection and location based on travelling waves assumes that knowing the propagation speed of travelling waves, the arrival times of direct and reflected travelling waves indicate whether the fault is in the protected line as well as the location of the fault in the line.

Fig. 1 depicts a case, in which the fault is close to bus A, where the relay is installed. It can be observed, that the travelling wave arrives several times at bus A before the initial travelling wave even reaches bus B. Assuming that a single-end algorithm is employed at bus A, the distance to the fault seen from bus A can be obtained with the following formula:

$$m = 0,5(t_2 - t_1)v \quad (1)$$

where  $t_1$  is the arrival time of the initial travelling wave;  $t_2$  is the arrival time of the reflected travelling wave and  $v$  is the travelling wave propagation speed.

It is obvious that as the distance to the fault as seen from bus A decreases, the difference between the arrival times of the initial and reflected travelling waves will also decrease. It can be expected that at some point the frequency of the arriving travelling waves will be so high, that the assumed sampling frequency may not be sufficient for accurate distinction of consecutive travelling waves. This paper assumes a small



distance to the fault and investigates the impact of sampling frequency on the identification of consecutive travelling waves arriving at the relay location.

In order to obtain the travelling waves from instantaneous voltage signals the following procedure has been applied. First, to decouple the phase measurements, the popular Clarke transformation [4] is applied:

$$\begin{bmatrix} v^{(0)}(t) \\ v^{(1)}(t) \\ v^{(2)}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & \sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

where  $v^{(0)}(t)$  is the ground mode;  $v^{(1)}(t)$  and  $v^{(2)}(t)$  are two aerial modes. The first aerial mode is then select for further processing, as it contains the necessary transient information. The high frequency content is then extracted using a discrete wavelet transform (DWT) [4]. For this purpose the optimal results were obtained with Daubechies 1 (db1) wavelet.

**Results.** A simple test system depicted in fig. 2 and modelled in ATP/EMTP software has been used to obtain the test signals. The base simulation frequency has been set to 10 MHz and was later decimated to lower frequencies with the use of an appropriate anti-aliasing low-pass filter.

A 3-phase fault has been simulated 1 km from the relay location, whereas the line is 240 km long. Often testing for faults below 5 % of line length is neglected and in this case the fault is located at 0.42 % of line length. During the testing 4 different sampling frequencies have been used - original 10 MHz, 1 MHz 0.5 MHz and 0.2 MHz. The fault

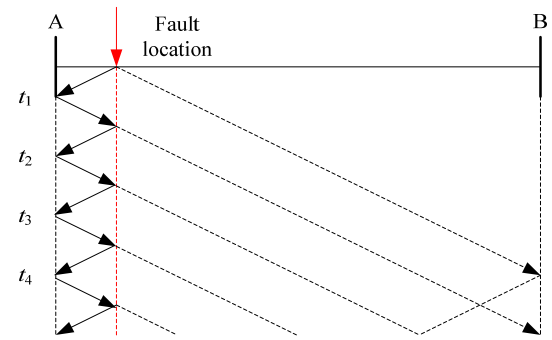


Fig. 1

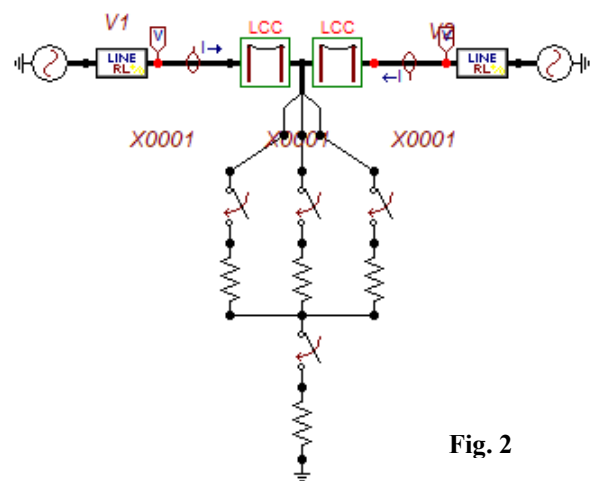


Fig. 2

starts at  $t=50$  ms.

Fig. 3 shows the instantaneous values of phase  $a$  voltage  $v_a(t)$  for different sampling frequencies. It can be clearly observed that as the sampling frequency decreases the amount of detail to be extracted for further processing also decreases and the time information may not be accurately maintained anymore. The details extracted by the DWT presented in fig. 4 show that accurate arrival time of consecutive voltage travelling waves is maintained only for the highest sampling frequency. Lower sampling frequency of 1 MHz retains part of the information with 2 peaks

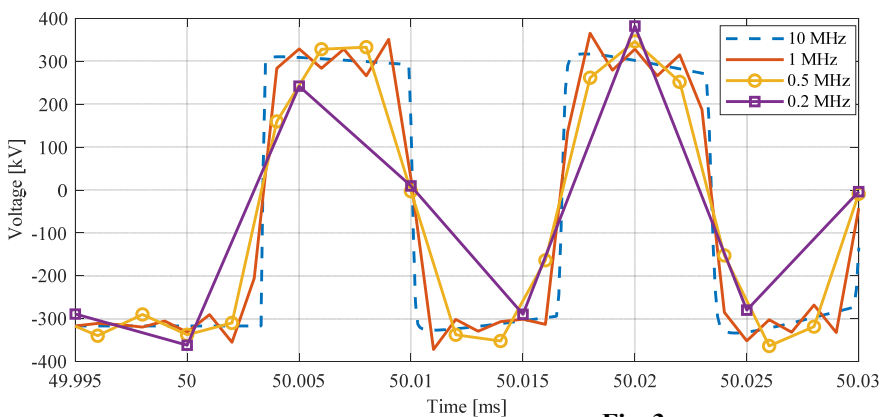


Fig. 3

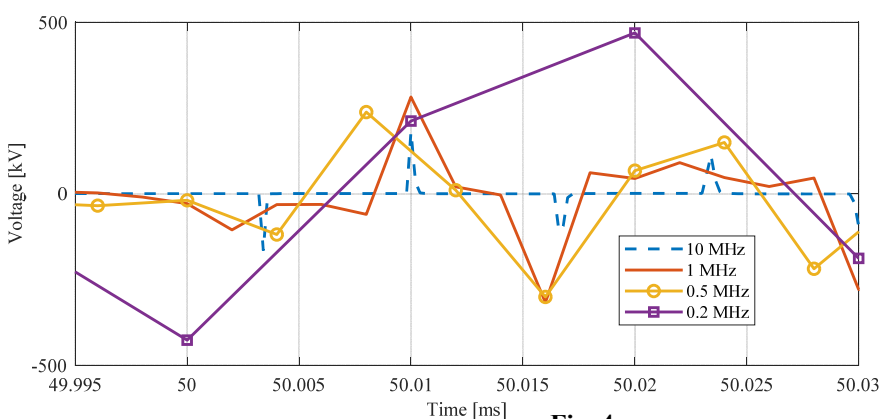


Fig. 4

being visible, but the accuracy is already limited by the time resolution. The arrival time information is almost completely lost for lower sampling frequencies.

**Conclusions.** This paper presented a short investigation into the impact of sampling frequency on the effectiveness of traveling wave-based protection methods for faults located very close to the relay. An extreme case of a fault located 1 km from the relay has been tested for 4 different sampling frequencies from 10 MHz to 0.2 MHz. It has been observed that only the highest sampling frequency retains accurate arrival time information of the voltage travelling waves. With a sampling frequency of 1 MHz part of the details has been retained, but the time information was not as accurate anymore due to the time resolution. The lowest tested sampling frequencies had too low time resolution to allow extraction of any details.

It should be noted that these observations are specific to the DWT used in this work and it is possible that other methods of detail extraction could perform better. Nevertheless, the strong impact of the sampling frequency will always be visible for very short distance to the fault.

1. SEL 401L Ultra-High-Speed Line Relay, Schweitzer Engineering Laboratories, Pullman, USA.  
URL: <https://selinc.com/products/T401L/> (accessed 15.12.2019)
2. Chamia M., Liberman S. Ultra High Speed Relay for EHV/UHV Transmission Lines -- Development, Design and Application. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*. 1978. Vol. PAS-97. No 6. Pp. 2104-2116.
3. Schweitzer E. O., Kasztenny B., Guzmán A., Skendzic V., Mynam M.V. Speed of Line Protection – Can We Break Free of Phasor Limitations? Locating Faults and Protecting Lines at the Speed of Light: Time-Domain Principles Applied, 2018. 14 p.
4. Spoor D., Jian Guo Zhu. Improved single-ended traveling-wave fault-location algorithm based on experience with conventional substation transducers. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2006. Vol. 21. No 3. Pp. 1714-1720.
5. Naidu O., Pradhan A.K. A Traveling Wave-Based Fault Location Method Using Unsynchronized Current Measurements. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2019. Vol. 34. No 2. Pp. 505-513.
6. Shi S., Zhu B., Lei A., Dong X. Fault Location for Radial Distribution Network via Topology and Reclosure-Generating Traveling Waves. *IEEE Transactions on Smart Grid*. 2019. Vol. 10. No 6. Pp. 6404-6413.
7. Zhang C., Song G., Wang T., Yang L. Single-Ended Traveling Wave Fault Location Method in DC Transmission Line Based on Wave Front Information. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2019. Vol. 34. No 5. Pp. 2028-2038.

УДК 621.314

#### **ВЛИЯНИЕ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ НА ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТА КРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ ПО МЕТОДУ БЕГУЩИХ ВОЛН**

**П. Регульский, Д. Беймерт**

**Вроцлавский Научно-технологический Университет,**

**27, Вибжеже Виспянского, 50-370 Вроцлав, Польша,**

**e-mail: [pawel.regulski@pwr.edu.pl](mailto:pawel.regulski@pwr.edu.pl)**

*Проведен анализ влияния частоты дискретизации сигналов, основанный на принципе бегущих волн, на эффективность локализации места повреждения, когда короткое замыкание расположено вблизи локализатора. В такой ситуации время регистрации последовательных отраженных волн может подвергаться помехам. Это явление анализируется с помощью компьютерных симуляций коротких замыканий вблизи локализатора путем наблюдения бегущих волн напряжения при изменении частоты дискретизации зарегистрированных сигналов. Результаты испытаний подтверждают строгую корреляцию этих явлений и тот факт, что высокая точность оценки места повреждения требует применения высокой частоты дискретизации наблюдаемых сигналов. Библиограф. 7, рис. 4.*

**Ключевые слова:** бегущая волна, защита линии, локализация короткого замыкания, частота дискретизации сигнала

#### **ВПЛИВ ЧАСТОТИ МОДУЛЯЦІЇ НА ТОЧНІСТЬ ВИЗНАЧЕННЯ МІСЦЯ КРОТКОГО ЗАМИКАННЯ ЗА МЕТОДОМ БІЖУЧИХ ХВИЛЬ**

**П. Регульски, Д. Беймерт**

**Вроцлавський Науково-технологічний Університет,**

**27, Вибжеже Виспяньського, 50-370 Вроцлав, Польща,**

**e-mail: [pawel.regulski@pwr.edu.pl](mailto:pawel.regulski@pwr.edu.pl)**

*Проведено аналіз впливу частоти дискретизації сигналів, заснований на принципі біжучих хвиль, на ефективність локалізації місця пошкодження, коли коротке замикання розташоване поблизу локалізатора. У такій ситуації час реєстрації послідовних відбитих хвиль може піддаватися завадам. Це явище аналізується за допомогою комп'ютерних симуляцій коротких замикань поблизу локалізатора шляхом спостереження біжучих хвиль напруги за зміною частоти дискретизації реєстрованих сигналів. Результати випробувань підтверджують чітку кореляцію цих явищ і той факт, що висока точність оцінки місця пошкодження вимагає застосування високої частоти дискретизації спостережуваних сигналів. Бібліограф. 7, рис. 4.*

**Ключові слова:** хвиля, що біжить; захист лінії, локалізація короткого замикання, частота дискретизації сигналу

Надійшла 28.02.2020

Остаточний варіант 01.06.2020

## NEW APPROACH TO SIMULATION OF EXTRA-POWER SOLAR PLANT WITH POWER EVACUATION BY NETWORKS OF THE CHERNOBYL NPP

L. Lukianenko\*, A. Steliuk\*\*

Institute of Electrodynamics, National Academy of Sciences of Ukraine,  
Peremohy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine,  
e-mail: [lukianenko.lukian@gmail.com](mailto:lukianenko.lukian@gmail.com)

*This paper deals with the system study for the development and connection of 1200 MWp Chernobyl photovoltaic (PV) plant to the transmission grid of interconnected power system of Ukraine. The aim of this study is to develop the planetary models of solar power plant, to perform quasi-dynamic simulation and to check network steady-state operating conditions at peak production of the PV plant, including identification of the element loadings in the transmission and distribution networks, bus voltages in the area, fulfillment of the grid code requirements. References 5, figures 5.*

**Key words:** extra-power solar plant, Chernobyl nuclear power plant (NPP), power evacuation, quasi-dynamic simulation, solar irradiation, voltage, equipment loading.

**Introduction.** This paper is dedicated to the system studies for the connection of extra-power solar plant (1200 MWp PV plant) to the transmission grid of interconnected power system (IPS) of Ukraine. In order to integrate such an extra-power solar plant, powerful network facilities are needed. After decommissioning the Chernobyl nuclear power plant (NPP), the transmission network of this power plant is not used. Thus, the *main goal* of this work is to develop the new simulation approach for extra-power solar plant and integration of such plant to IPS of Ukraine using the existing electrical networks, in particular, the evacuation scheme of Chernobyl NPP. One of the approaches used in this study is performing a Quasi-Dynamic Simulation of the whole IPS of Ukraine operation.

Nowadays the Quasi-Dynamic Simulation is widely used in international practice to analyze the impact of intermittent generation on the grid. The application of the comprehensive model of the PV system allows considering time-series data of the real irradiation level measured for each hour of the year for the latitude and longitude of the PV plant location in order to simulate active power output of the system for every hour. As a result, this results in a more realistic estimation of PV plant generation considering the period of interest (day, week, month, season, year etc.). The application of Quasi-dynamic simulation allows considering the system load curve and operation of other renewables in the area as well. However, in comparison with the simple dataset for the traditional deterministic approach, Quasi-Dynamic Simulation requires much more data and more complex models.

The software models of collector and evacuation schemes of the Chernobyl PV plant have been developed and integrated into the IPS of Ukraine calculation model which was updated for the planning horizon. All system study is performed in DIgSILENT PowerFactory software. In general, the study methodology combines two approaches: a classical deterministic approach (which is out of the scope of this paper) and Quasi-Dynamic Simulation. This methodology considers the particularities of the renewable intermittent generation and allows performing the grid calculation in a way that is more realistic. However, Quasi-Dynamic Simulation requires many input data and more complex models based on hourly time-series measurements of solar irradiation, temperature, etc. for a quite long period of time. Additionally, Quasi-Dynamic Simulation allows calculating the load flow for each hour of a year considering the realistic intermittent generation of Chernobyl PV plant and load demand curves in the IPS of Ukraine as well. This allows determining not only the critical values of network elements overloading but also the appearance frequency of these overloads. In order to perform Quasi-Dynamic Simulation, the active power values of each model of PV System have been calculated, the data of the solar panel type, the arrangement of the solar array, the local time and date, and irradiance data have been also considered.

**Methodology.** Taking into account the aims of the PV plant study and a state of the art of the renewables simulation technologies, a special methodology has been developed in this study. It should be noted that medium to long-term analysis must be carried out mainly using Quasi-Dynamic Simulation due to the consideration of the solar irradiance based on GPS coordinates, PV panel models, different mounting op-

tions, including single/dual axis of the maximum power point (MPP) trackers, various steady-state voltage/reactive power control options coordinated with other units, etc.

A Quasi-Dynamic Simulation allows considering the data, which may be represented by hourly dependences. In particular, these data include load curves, a maintenance schedule of the grid elements, conventional generation dispatch and intermittent generation forecast/recorded time series data, etc. In this study daily load curves of IPS of Ukraine, generation dispatch of the most powerful Ukrainian pump storage power plant and Chernobyl PV plant active power generation profile have been simulated. The operation of the power system can be studied considering voltage limitations (over- and under-voltage), loading violations, reverse power flow in distribution networks, primary/secondary frequency control as well as similar analysis in microgrids including diesel generators and battery systems, etc. In the frame of this paper, the long-time series calculations (including 8760 hours, 1 hour equals to 1 calculation) are performed.

**Solar plant models.** In order to perform a Quasi-dynamic simulation, the computer models of collector and evacuation schemes of the Chernobyl PV plant have been developed. In general, extra-power solar power plant consists of 8 blocks. Each block contains the 68 solar inverter stations with a capacity of 2250 kVA. The two solar inverters are combined into one PV unit (as shown in Fig. 1). The each solar inverter stations consist from the array of 6720 photovoltaic modules (the nominal power of each module is 335 W), connected to the grid through a single inverter of 2200 kVA. Considering the above mentioned, the total capacity of the Chernobyl PV plant is 1224000kVA.

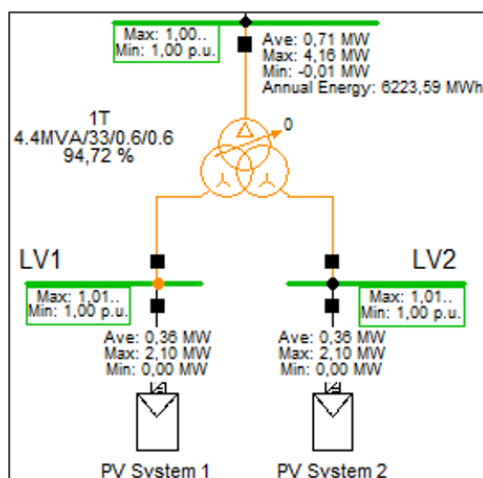


Fig. 1

In order to evacuate the PV generation power, a new substation model has been developed. It is equipped with eight 33kV switchgears, eight 150 MVA 330/33 kV step-up transformers, 330 kV breaker-and-a-half scheme and two short parallel overhead lines connecting the substation with the existing 330 kV switchgear of Chernobyl NPP (this is the point of common coupling). This configuration is the most appropriate case to connect the PV plant to the grid. The advantage of this approach is the reconnection of the existing 330 kV overhead lines in this area from switchgear 330 kV Chernobyl NPP to this new substation in the future, taking into account prospective plans of decommissioning of 750, 330 and 110 kV switchgears of Chernobyl NPP.

The PV system provides an option of automatic estimation of the active power setpoint based on the geographical location, date and time. The active power value can be directly defined and usually used for the deterministic approach, otherwise, it can be calculated considering data of the solar panel type, the arrangement of the solar array, the local time and date, and optionally irradiance data.

**Solar radiance and insolation.** The solar radiance is an instantaneous power density in units of kW/m<sup>2</sup> and it varies throughout the day from 0 at night to a maximum of about 1 kW/m<sup>2</sup>. This value is strongly dependent on location and local weather. Solar radiance data are measured periodically throughout the day [1]. While solar irradiance is most commonly measured, the solar insolation is a more common form of radiation data used in system design.

The solar insolation is the total amount of solar energy received at a particular location during a specified time period, often in units of kW h/m<sup>2</sup> per day. Solar insolation data are commonly used for simple PV system design while solar radiance is used in more complicated PV system performance considering the values at each point of the day [1].

Traditionally, the PV electrical characteristics are measured at a reference incident radiation of 1000 W/m<sup>2</sup> and at an ambient temperature of 25°C (these parameters are used in the deterministic approach). In practical applications, the solar cells do not operate under standard conditions. The operating temperature of a PV module is determined by the energy balance. The nominal operating cell temperature is defined as the temperature of the cell or module when the cells are mounted in their normal way at the solar radiation of 800 W/m<sup>2</sup>, the wind speed of 1 m/s, the ambient temperature of 20 °C, and no-load operation [2].

**Solar irradiation in the area of the Chernobyl plant.** The maximum and average values of the global irradiation on the horizontal plane at ground level (GHI) at the Chernobyl area during the last ten years were analyzed. The annual global in-plane irradiation is 1325 kWh/m<sup>2</sup> [3]. These data correlate with

the average data for the past 10 years, i.e. with  $133 \text{ W/m}^2$ . However, the GHI exceeding  $900 \text{ W/m}^2$  appears during the year for a few hours only.

The data on solar irradiance for the site have been taken from [4] and entered into the model. The Copernicus Atmosphere Monitoring Service (CAMS) radiation service provides time series of Global, Direct, and Diffuse Irradiations on a horizontal surface, and Direct Irradiation on a normal plane (DNI) for the actual weather conditions as well as for clear-sky conditions (Fig. 2). The geographical coverage is the field-of-view of the Meteosat, namely: Europe, Africa, Atlantic Ocean, Middle East ( $-66^\circ$  to  $66^\circ$  in both latitudes and longitudes). Data are available with a time step ranging from 1 min to 1 month. For purposes of the study, irradiance data have been simulated on an hourly basis. Additional data on monthly average temperature and ground albedo from Atmospheric Science Data Center [5] have been considered in the model. Besides, the monthly air temperature during the last 22 years has been considered as well.

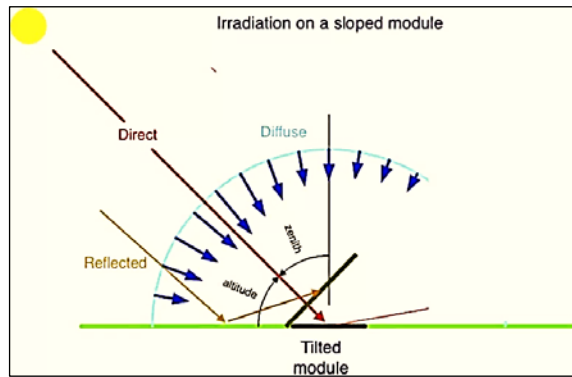


Fig. 2

**Operating transmission system in the area of the Chernobyl PV plant.** Initially, the 750/330/110 kV substation and grid connection scheme of Chernobyl NPP has been designed to evacuate 4000 MW generated by four nuclear units (the capacity of each generating unit is 1000 MW). However, due to the NPP decommissioning, the connection scheme and grid infrastructure

of this area have been significantly changed. Nowadays, one of two 750 kV overhead lines is already decommissioned. The entire 750 kV switchgear may be decommissioned in the coming years due to the different reasons (absent of necessity to transfer such power and high radiation level at 750 kV switchyard, as it is situated near the fourth nuclear unit exploded in 1986). The decommissioning is foreseen by the Ten-Year Network Development Plan of IPS of Ukraine. The most powerful connection is in the 330 kV networks. The evacuation scheme at 330 kV level includes three overhead lines to IPS of Ukraine. The fourth line (Chernobyl NPP – Mozyr) is a tie line connected with the Belarus power system. This line will be disconnected in the future, in case of the operation of the Ukrainian power system in parallel with ENTSO-e and disconnection from IPS/UPS. The 110 kV switchgear is connected to 330 kV busbar systems by two auto-transformers with a capacity of 125 MVA each. At the present, a few 110 kV overhead lines are connected to the main grid of IPS of Ukraine through 110 kV distribution network of the Kyiv area.

**Simulation results.** In this study, a Quasi-Dynamic Simulation has been performed for different time intervals including day, week, summer and year with a time resolution of 1 hour. Therefore, 24 load flow cases have been calculated to identify different possible overloadings and/or voltage deviations in the electrical network occurring during the whole day, 168 load flow cases – for a week, 2208 cases for the summer season and finally 8760 cases for a whole year.

Based on the proposed model of PV system and model of electrical collector/evacuation schemes, active power generation of Chernobyl PV plant has been calculated by using time series on GHI, DNI, Ambient

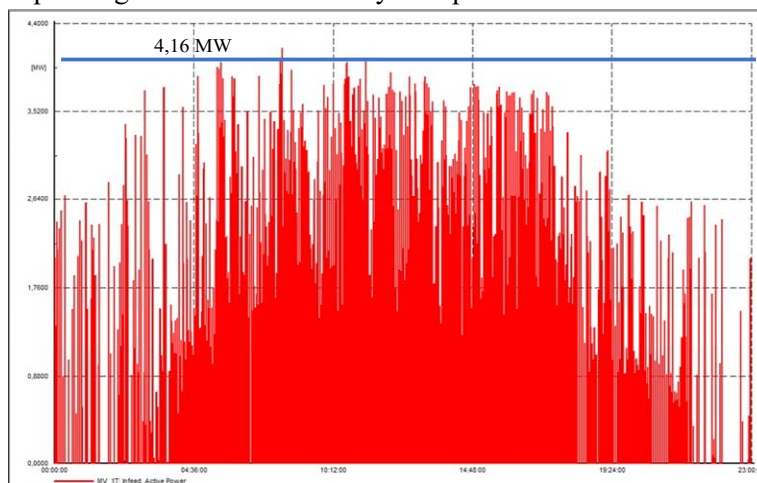


Fig. 3

Temperature and Ground Albedo with hourly resolution data. The Quasi-Dynamic simulation results for annual power generation of the single PV unit based on historical meteorological data are shown in Fig. 3.

As seen, the maximum active power of a single PV unit with installed capacity 4502 kVA is about 4,16 MWp only (considering real irradiation data). And this maximum active power generation will appear extremely seldom. Whole Chernobyl PV plant generation profiles for summer working week with maximum irradiation and the whole

year are presented in Fig. 4, *a* and 4, *b*, respectively.

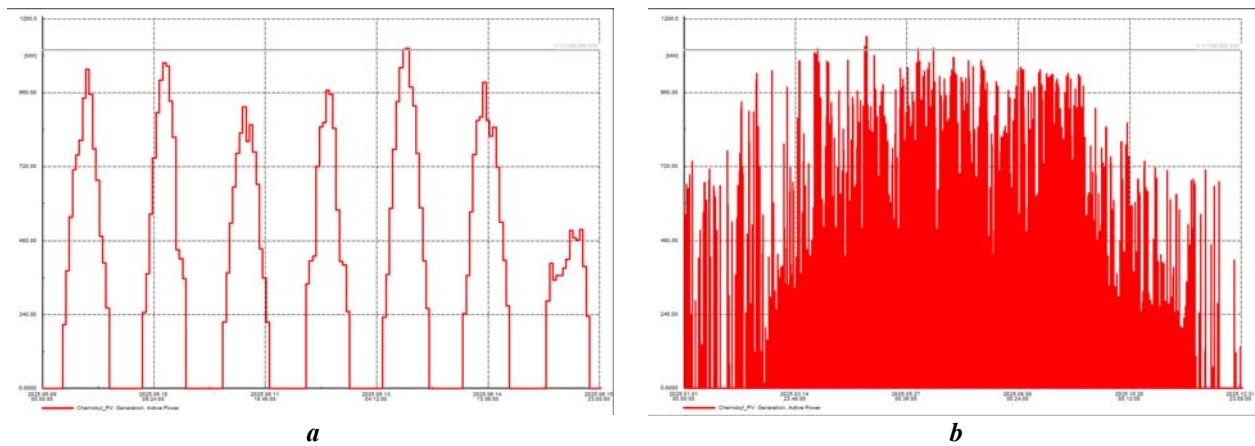


Fig. 4

Besides, under a normal grid configuration (all overhead lines of the area are in operation), the connection of the Chernobyl PV plant does not lead to the overloads of the network elements. The Quasi-dynamic simulation has been performed for different cases of single disconnections of overhead lines, which are connected to the point of common coupling. As expected, no voltage violations have been defined. The loading (in %) of the 330 kV overhead lines in the area of Chernobyl NPP during the different time intervals (summer working day, summer week, summer and year) is depicted in Fig. 5, *a* and 5, *b*. Fig. 5, *a* illustrates the loading of the overhead lines for the summer week (these are days with maximum irradiation) for normal system conditions. The obtained results for the same period but considering “N-1” cases are shown in Fig. 5, *b*. It should be noted that the rated line currents have been decreased in the assumption of 40°C of ambient temperature for the summer period that allows defining the real loadings of the network elements.

In case of the disconnection of one of two parallel 330 kV overhead lines Chernobyl NPP – Chernobyl PV plant connecting the switchgear of Chernobyl NPP with Chernobyl PV plant, may lead to the overloading of another 330 kV overhead line up to 125% for two hours in the summer. It should be noted that the duration of such overloading is too short (1–2 hours).

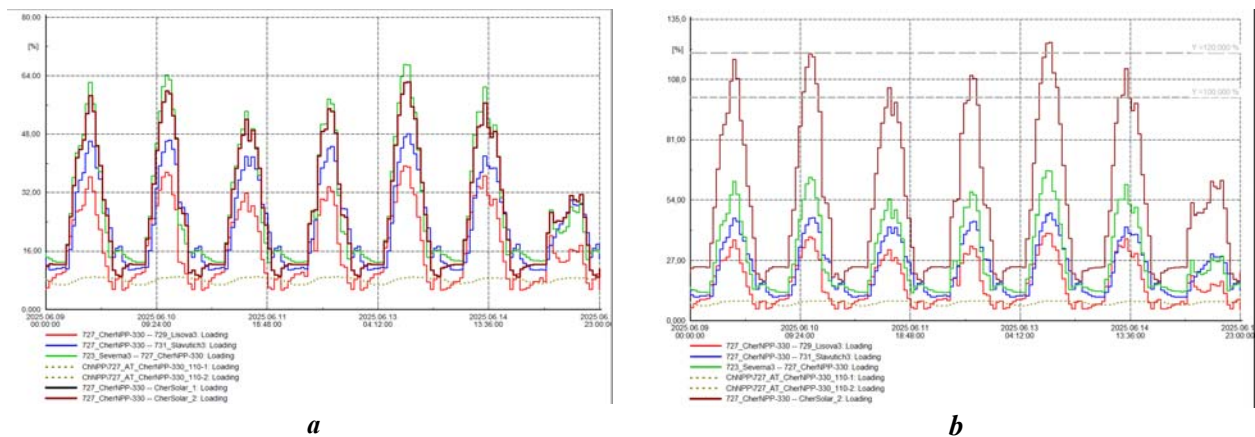


Fig. 4

**Conclusions.** The new approach proposed for calculation of extra-power solar plants allowed more accurately simulating the extra-power solar plant integrated in IPS of Ukraine and obtaining the more realistic data concerning PV station. In fact, the maximum output of the Chernobyl PV plant does not exceed 1100 MW during the year. The conditions with the higher output of the PV plant are extremely short-term cases and may be estimated as a few hours per year (1170 MW is assumed as a maximum output by deterministic worst-case scenario). The maximum loading of the overhead lines in the surrounding area of the Chernobyl PV plant in the normal scheme does not exceed 70% during the maximum generation of this PV plant.

*Роботу виконано за рахунок коштів бюджетної програми «Розробка планетарних моделей генерування надпотужної сонячної станції 1200 МВт з оцінкою режимів видачі потужності через електричні зв'язки Чорнобильської АЕС» (КПКВК 6541030).*

1. Gottardo L. PV and Storage systems Management. Analysis of Self-Consumption strategies for Italian and Spanish Householders. Tesi di Laurea Magistrale. Università Degli Studi Di Padova, 2016. URL: [http://tesi.cab.unipd.it/51578/1/Gottardo\\_Laura\\_1080818.pdf](http://tesi.cab.unipd.it/51578/1/Gottardo_Laura_1080818.pdf) (accessed 15.12.2019)
2. Nalis A. Quasi-Dynamic Characterization of Hybrid Photovoltaic/Thermal (PV/T) Flat-Plate Collectors, Ph.D. Degree Dissertation Thesis. Universitat de Lleida, 2012. URL: <http://hdl.handle.net/10803/84100> (accessed 05.12.2019)
3. Report on Yield Assessment of the Photovoltaic Power Plant, pvPlanner, Solargis s.r.o., 2017
4. CAMS Radiation Service, 2017. URL: <http://www.soda-pro.com/web-services/radiation/cams-radiation-service> (accessed 15.01.2020)
5. Atmospheric Science Data Center, 2017. URL: <https://eosweb.larc.nasa.gov/> (accessed 15.01.2020)

УДК 626.311

### **НОВИЙ ПІДХІД ДО МОДЕЛЮВАННЯ НАДПОТУЖНОЇ СОНЯЧНОЇ ЕЛЕКТРОСТАНЦІЇ З ВИДАЧЕЮ ПОТУЖНОСТІ ЧЕРЕЗ ЗВ'ЯЗКИ ЧОРНОБИЛЬСЬКОЇ АЕС**

**Л.М. Лук'яненко**, канд. техн. наук, **А.О. Стелюк**, канд. техн. наук,  
**Інститут електродинаміки НАН України,**  
**пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.**  
**E-mail: [lukianenko.lukian@gmail.com](mailto:lukianenko.lukian@gmail.com)**

*Наведено результати системних досліджень розвитку та підключення Чорнобильської сонячної електростанції (СЕС) потужністю 1200 МВт до магістральних мереж ОЕС України. Метою дослідження є розробка та налаштування планетарних моделей СЕС, виконання квазидинамічного моделювання та перевірка режимних умов роботи мережі з урахуванням максимальної потужності генерації сонячної станції, а також з урахуванням положень принципу надійності «N-1» відповідно до мережевих кодексів. Бібл. 5, рис. 5.*

**Ключові слова:** сонячна електростанція, Чорнобильська АЕС, видача потужності, квазидинамічне моделювання, сонячна іррадіація, напруга, завантаженість обладнання.

УДК 626.311

### **НОВЫЙ ПОДХОД В МОДЕЛИРОВАНИИ СВЕРХМОЩНОЙ СОЛНЕЧНОЙ ЭЛЕКТРОСТАНЦИИ С ВЫДАЧЕЙ МОЩНОСТИ ЧЕРЕЗ СВЯЗИ ЧЕРНОБЫЛЬСКОЙ АЭС**

**Л.М. Лукьяненко**, канд. техн. наук, **А.О. Стелюк**, канд. техн. наук,  
**Институт электродинамики НАН Украины,**  
**пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.**  
**E-mail: [lukianenko.lukian@gmail.com](mailto:lukianenko.lukian@gmail.com)**

*Приведены результаты системных исследований развития и подключения Чернобыльской солнечной электростанции (СЭС) мощностью 1200 МВт к магистральным сетям ОЭС Украины. Целью настоящего исследования является разработка и настройка планетарных моделей СЭС, выполнение квазидинамического моделирования и проверка режимных условий работы сети с учетом максимальной мощности генерации солнечной станции, а также с учетом положений принципа надежности «N-1» в соответствии с сетевыми кодексами. Библ. 5, рис. 5.*

**Ключевые слова:** солнечная электростанция, Чернобыльская АЭС, выдача мощности, квазидинамическое моделирование, солнечная иррадиация, напряжение, загруженность оборудования.

Надійшла 28.02.2020  
Остаточний варіант 12.05.2020

## ОЦІНКА ВАРТОСТІ ПОХИБКИ ПРОГНОЗУ «НА ДОБУ НАПЕРЕД» ТЕХНОЛОГІЧНИХ ВТРАТ В ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ УКРАЇНИ

**І.В. Блінов\***, докт. техн. наук, **В.О. Мірошник\*\***, **П.В. Шиманюк**  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [blinovigor81@gmail.com](mailto:blinovigor81@gmail.com), [miroshnyk.volodymyr@gmail.com](mailto:miroshnyk.volodymyr@gmail.com)

*Виконано аналіз особливостей роботи операторів систем розподілу та оператора системи передачі в контексті механізмів відповідальності за небаланси споживання електричної енергії та виконання спеціальних обов'язків на ринку електричної енергії України. Розроблено методика розрахунку ціни похибки короткострокового прогнозу обсягів технологічних втрат електричної енергії. Проаналізовано розподіл ціни похибки прогнозу по годинам доби. На основі даних за четвертий квартал 2019 р. розраховано середньозважену ціну похибки прогнозу та оцінено середньорічні сукупні витрати на покриття небалансів у розмірі 5% від загального обсягу технологічних витрат в електричних мережах. Бібл. 4, рис. 1.*

**Ключові слова:** ринок електроенергії, короткострокове прогнозування, технологічні втрати електроенергії.

**Вступ.** Запроваджена в Україні з 01.07.2019 року нова модель оптового ринку електричної енергії [1] передбачає можливість купувати і продавати електричну енергію на конкурентних засадах. Оптовий ринок розбивається на чотири сегменти: ринок двосторонніх договорів (ДД), ринок «на добу наперед» (РДН), внутрішньодобовий ринок (ВДР) та балансуєчий ринок (БР). В учасників ринку [2] електричної енергії з'являється можливість укладати прямі довгострокові договори на поставку електроенергії по обраному графіку роботи та за взаємовигідними цінами.

На ринку «на добу наперед» торгується електроенергія зі строком поставки на наступну добу. Ціна на РДН визначається окремо для кожної години доби згідно принципу граничного ціноутворення, що реалізований у формі двостороннього аукціону. Згідно цього принципу гранична ціна є точкою перетину графіків сукупного попиту та пропозиції і завжди має бути ціною останнього прийнятого кроку заявки на продаж, тобто рівною або нижчою від ціни останньої заявки на купівлю. У випадку подачі заявок/пропозицій продавці і покупці вказують відповідні обсяги та ціни. Заявки приймаються до 12 години доби, що передує добі поставки.

На ВДР учасники ринку ьають можливість додатково закупити необхідну електричну енергію або продати надлишок в межах однієї доби, але не раніше ніж за 60 хв. до години поставки. У такому разі заявки приймаються починаючи з 15 години доби, що передує добі постачання.

На балансуєчому ринку оператор системи передачі купує послуги з балансування. Правилами ринку передбачено, що постачальниками послуг балансування можуть бути і виробники і споживачі, але для виробників (крім станцій з відновлюваними джерелами енергії) участь в БР є обов'язковою. Після отримання адміністратором розрахунків фактичних даних по споживанню електричної енергії в добу постачання, для всіх учасників ринку розраховуються платежі задля покриття небалансів.

«Бурштинський енергострів» (БЕО) виділено в окрему цінову зону, в якій визначення граничної ціни РДН та БР проводиться незалежно від решти Об'єднаної енергосистеми України. Це обумовлено тим, що в силу мережевих обмежень [3] ціна в ОЕС була б невідповідно завищеною.

В [4] проведено розрахунки вартості похибки прогнозу для ринку енергосистеми New England. Так, середньорічні втрати за період 2004 – 2014 рр. для компанії з піковою потужністю в 1000 МВт оцінюються в \$300 тис. за збільшення похибки короткострокових прогнозів на 1%.

Для європейських ринків річна вартість похибки прогнозу в 2017 досягала на ОТЕ (Чеська республіка) – €890 тис., ЕРЕХСПОТ (Західна Європа) – €340 тис., NordPool (Північна Європа та країни Балтії) – €400 тис.

**Метою даної роботи** є розробка методики оцінки вартості похибки прогнозу технологічних втрат електроенергії операторів електричних мереж в умовах нового ринку електричної енергії України.



**Особливості роботи операторів мереж у новому ринку електричної енергії.** У новому ринку оператори систем розподілу (ОСР) та оператор системи передачі (ОСП) повинні купувати електроенергію задля покриття втрат (ТВЕ) у власних мережах. З метою зниження вартості електроенергії для всіх категорій споживачів Кабінетом Міністрів України було затверджено положення щодо покладання спеціальних обов'язків (ПСО) на певних учасників ринку електричної енергії. До них відносяться побутові споживачі, ДП «Гарантований покупець» (ГП), виробники електроенергії за «зеленим» тарифом, ДП «НАЕК «Енергоатом», ПрАТ «Укргідроенерго», постачальники універсальних послуг, оператори системи розподілу електричної енергії та оператор системи передачі електричної енергії.

В рамках механізму ПСО вся електрична енергія, вироблена на АЕС (крім частки обов'язкової для продажу на РДН) та 35% електричної енергії, виробленої на гідроелектростанціях, продається ГП за фіксованими цінами (нижчими від ринкових) за двосторонніми договорами. В свою чергу ГП продає електроенергію постачальникам універсальних послуг задля покриття різниці цін оптового ринку та універсальної послуги, а також ОСП та ОСР, в обсягах 80% від їхніх втрат з коригуванням небалансів у наступному місяці. Крім того, до зобов'язань ГП входить купівля електроенергії у виробників з ВДЕ за «зеленим» тарифом. Надлишок електроенергії ГП продає на РДН. Додатково в тариф оператора системи передачі спрямовується дохід і на покриття власних витрат та виплати за «зеленим» тарифом.

Такий механізм субсидіювання на ряду з низьким попитом через аномально високу температуру осені-зими 2019 р. та імпортом електроенергії призвели до значного профіциту на «ринку на добу» наперед. В певні періоди часу диспетчер енергосистеми був вимушений обмежити відпуск вітрових електростанцій.

З 01.01.2020 р. вступили у силу зміни в механізмі ПСО, за якими ОСП та ОСР повинні купувати свої втрати на РДН. У той же час відповідальність за небаланси енергорозподільчих компаній посилюється, оскільки вони будуть змушені покривати свої небаланси на загальних підставах.

Сукупні витрати ( $V_{\Sigma}^{IMS}$ ) учасника ринку на компенсацію власних небалансів розраховуються за формулою

$$V_{\Sigma}^{IMS} = \sum_{i=1}^n V_i^{IMS}; V_i^{IMS} = \varepsilon_i \cdot P_i^{IMS}; \varepsilon_i = W_i^f - W_i^p,$$

де  $V_i^{IMS}$  – вартість небалансів в  $i$ -ту годину, яка може бути як від'ємна так і додатна, оскільки за наявності у учасника ринку профіциту він викупується ОСП по ціні небалансів;  $P_i^{IMS}$  – ціна небалансів в  $i$ -ту годину за результатами сесії балансуючого ринку, грн./МВт·год;  $W_i^f$ ,  $W_i^p$  – фактичний та прогнозний обсяги втрат електроенергії в  $i$ -ту годину, МВт·год.

Ціни небалансів розраховується як середньозважена ціна купівлі послуг з розвантаження та завантаження у постачальників послуг балансування.

**Вартість похибки прогнозу ТВЕ «на добу наперед».** Припускаючи, що учасник ринку завжди помиляється в не вигідну для нього сторону, тобто докуповує на БР за вищою ціною, ніж міг би купити на РДН, та продає надлишки на БР за нижчою ціною, ніж на РДН, ціна похибки прогнозу в окремій торговій зоні в кожен годину дорівнює різниці між ціною РДН та ціною небалансів по модулю. Це в певній мірі дає оцінку зверху на ціну похибки, оскільки в певні години доби учасник ринку може отримувати вигоду від покриття власних небалансів. Враховуючи наявність двох торгових зон, усереднена ціна похибки прогнозу розраховується за формулою, припускаючи, що обсяг небалансів пропорційний обсягу торгів на РДН в даній годині

$$P_i^{\varepsilon} = \frac{|P_i^{DAMIPS} - P_i^{IMSIPS}| \cdot W_i^{IPS} + |P_i^{DAMBEI} - P_i^{IMSBEI}| \cdot W_i^{DEI}}{W_i^{IPS} + W_i^{BEI}}, \quad (1)$$

де  $P_i^{\varepsilon}$  – ціна похибки прогнозу на добу наперед в  $i$ -ту годину від початку періоду, який розглядається;  $P_i^{DAMIPS}$ ,  $P_i^{DAMBEI}$  – ціни на РДН відповідно для ОЕС України та «Бурштинського енергоострову»;  $W_i^{IPS}$ ,  $W_i^{BEI}$  – погодинні обсяги торгів на РДН.

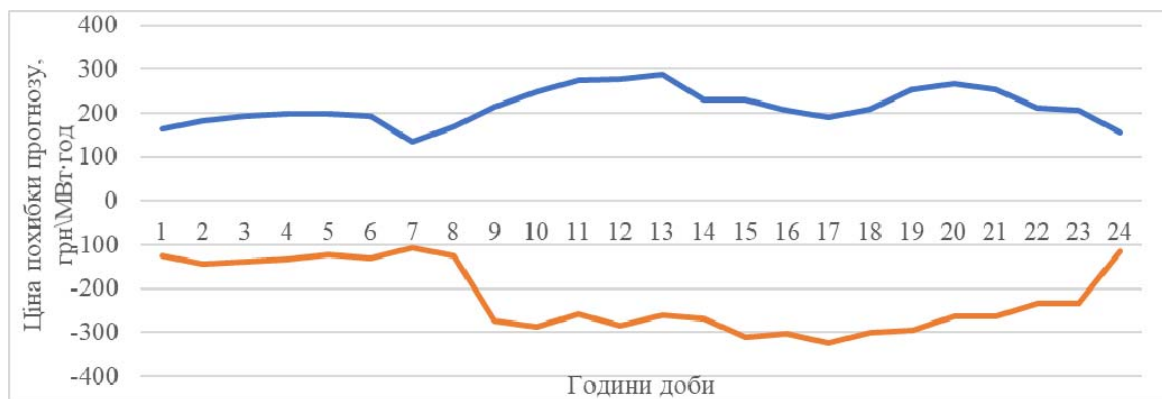
Для ОСР та ОСП характерним є кореляція графіку втрат, а, відповідно, й графіку похибки прогнозу, з графіком споживання, тому для більш точної оцінки середньої ціни похибки доцільно використовувати середньозважене по годинам значення

$$\bar{p}^s = \frac{\sum_{i=1}^n P_i^e \cdot W_i}{\sum_{i=1}^n W_i}, \quad (2)$$

де  $\bar{p}^s$  – середня ціна похибки прогнозу на добу наперед;  $W_i$  – сумарний обсяг торгів на РДН в обох торгових зонах.

Для розрахунку середньої ціни похибки прогнозу використовувались дані по цінам на ринках РДН та цінам небалансів за четвертий квартал 2019 р., оскільки в перші місяці роботи ринку ціни були завищені і консолідувались у вересні-жовтні. Середньозважена ціна РДН в ОЕС України за даний період склала 1343 грн./МВт·год та 1754 грн./МВт·год в «Бурштинському енергоострові» за середніх погодинних значеннях обсягів у 5050 МВт·год та 487 МВт·год відповідно. Розрахована за формулами (1, 2) середня ціна похибки прогнозу становить 225 грн./МВт·год.

За даними Міністерства енергетики та захисту довкілля сумарний відпуск електроенергії в мережу за 2018 р. склав 147 млн. МВт·год. У той же час фактичні втрати в мережах ОСР та ОСП становлять 11,58 % або 17 млн. МВт·год. За 12 місяців 2019 року загальні технологічні витрати електроенергії на її транспортування електричними мережами всіх класів напруги склали 16,4 млн. МВт·год або ті ж самі 11,6 % від загального відпуску електроенергії в мережу. Використовуючи середню ціну похибки прогнозу 225 грн./МВт·год, вартість середньої похибки прогнозу в 5% від сумарних ТВЕ становить 184 млн. грн. на рік в 2019 р.



На рисунку наведено графік середніх значень ціни похибки прогнозу в окремі години доби з врахуванням знаку. Від'ємні значення на графіку відповідають ситуації, коли ціна РДН нижча за ціну небалансів на балансуєчому ринку. Отримані результати є очікуваними в частині ціни похибки прогнозу, яка є більшою в пікові години доби (з 08:00 до 23:00). Також відзначено аномальну поведінку графіку в околі 7-8 та 15-17 годин доби.

**Висновки.** За результатами аналізу особливостей роботи нового ринку електричної енергії визначено, що у енергорозподільчих компаній (операторів систем розподілу та оператора системи передачі) з'являються прямі економічні стимули задля підвищення точності короткострокових прогно-зів технологічних втрат. Враховуючи прийняті Кабінетом міністрів України зміни до механізму покладання спеціальних обов'язків, які почали діяти з 01.01.2020 р., фінансова відповідальність за небаланси енергорозподільчих компаній посилиться, оскільки вони будуть змушені закуповувати необхідні обсяги електроенергії на вільному ринку.

Розрахунок економічного ефекту від зниження похибки прогнозів ТВЕ енергорозподільчих компаній з горизонтом упередження від 12 до 36 годин («на добу наперед»), згідно розробленої методики, показує, що зменшення похибки на 5% дасть змогу знизити сумарні витрати задля компенсації небалансів на 184 млн. грн. на рік, а, відповідно, і тарифи на розподіл та передачу електричної енергії для всіх кінцевих споживачів.

*Роботу виконано в межах виконання бюджетного наукового проекту «Розробка методів та засобів короткострокового прогнозування вузлових електричних навантажень електроенергетичних систем в ринкових умовах», код програмної класифікації видатків 6541030.*

1. Про ринок електричної енергії: Закон України № 2019-VIII від 13.04.2017 р.  
URL: <http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/2019-19> (дата звернення 21.07.2017).
2. Tankevych S., Blinov I. The harmonized role model of electricity market in Ukraine. 2nd IEEE International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems* (IEPS-2016). Kyiv, Ukraine, 7-11 June, 2016. Pp. 107-109.
3. Kuchansky V.V. The prevention measure of resonance overvoltages in extra high voltage transmission lines. IEEE First Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering* (UKRCON-2017), Kyiv, Ukraine, May 29 – June 2, 2017. Pp. 436-441.
4. Hong T. Crystal Ball. Lessons in Predictive Analytics. *EnergyBiz*. 2015. Vol. 12. No 2. Pp. 35-37.

УДК 621.316:681.3

## ОЦЕНКА СТОИМОСТИ ОШИБКИ ПРОГНОЗА «НА СУТКИ ВПЕРЕД» ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

**И.В. Блинов**, докт. техн. наук, **В.А. Мирошник**, **П.В. Шиманюк**

**Институт электродинамики НАН Украины,**

**пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.**

**E-mail: [blinovigor81@gmail.com](mailto:blinovigor81@gmail.com), [miroshnyk.volodymyr@gmail.com](mailto:miroshnyk.volodymyr@gmail.com)**

*Выполнен анализ особенностей работы операторов систем распределения и оператора системы передачи в контексте механизмов ответственности за небалансы потребления электрической энергии и выполнения специальных обязанностей на рынке электрической энергии Украины. Разработана методика расчета цены погрешности краткосрочного прогноза объемов технологических потерь электрической энергии. Проанализировано распределение цены погрешности прогноза по часам суток. На основе данных за четвертый квартал 2019 года рассчитана средневзвешенная цена погрешности прогноза и оценены среднегодовые совокупные расходы на покрытие небалансов в размере 5% от общего объема технологических потерь в электрических сетях. Библиограф. 4, рис. 1.*

**Ключевые слова:** рынок электроэнергии, краткосрочное прогнозирование, технологические потери электроэнергии.

## THE COST OF ERROR OF "DAY AHEAD" FORECAST OF TECHNOLOGICAL LOSSES OF ELECTRICAL ENERGY

**I. Blinov, V. Miroshnyk, P. Shymaniuk**

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

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

**E-mail: [blinovigor81@gmail.com](mailto:blinovigor81@gmail.com), [miroshnyk.volodymyr@gmail.com](mailto:miroshnyk.volodymyr@gmail.com)**

*The analysis of the features of the functioning of the distribution system operators and the transmission system operator in the context of mechanisms of responsibility for unbalances of electric energy consumption and the performance of special duties on the electricity market of Ukraine is carried out. A methodology has been developed for calculation the price of error of a short-term forecast of the volume of electric energy technological losses. The distribution of the forecast error by hours of the day is analyzed. The weighted average price of the forecast error based on data for the fourth quarter of 2019 is calculated. The average annual total cost of covering unbalances was estimated at 5% of the total volume of technological losses in electric networks. References 4, figure 1.*

**Keywords:** electricity market, short-term forecasting, technological losses of electrical energy.

1. On Electricity Market: The Law of Ukraine No 2019-VIII from 13.04.2017.  
URL: <http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/2019-19>. (Ukr) (accessed at 21.07.2017)
2. Tankevych S., Blinov I. The harmonized role model of electricity market in Ukraine. 2nd IEEE International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems* (IEPS-2016). Kyiv, Ukraine, 7-11 June, 2016. Pp. 107-109.
3. Kuchansky V.V. The prevention measure of resonance overvoltages in extra high voltage transmission lines. IEEE First Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering* (UKRCON-2017). Kyiv, Ukraine, May 29 – June 2, 2017. Pp. 436-441.
4. Hong T. Crystal Ball. Lessons in Predictive Analytics. *EnergyBiz*. 2015. Vol. 12. No 2. Pp. 35-37.

Надійшла 28.02.2020  
Остаточний варіант 19.05.2020

МАГНІТНІ СИЛИ І СТРУМИ ІНДУКТОРА ДЛЯ МАГНІТНО-ІМПУЛЬСНОЇ ОБРОБКИ  
ЗВАРНИХ З'ЄДНАНЬ НЕМАГНІТНИХ ТОНКОЛИСТОВИХ МЕТАЛІВ

А.П. Ращепкін<sup>1</sup>, докт.техн.наук, І.П. Кондратенко<sup>2</sup>, чл.-кор. НАН України,  
О.М. Карлов<sup>3</sup>, канд.техн.наук, Р.С. Крищук<sup>4</sup>, канд.техн.наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,  
e-mail: [anatoly\\_raschepkin@ukr.net](mailto:anatoly_raschepkin@ukr.net), [dep7ied@ukr.net](mailto:dep7ied@ukr.net), [lexa.k.ua@gmail.com](mailto:lexa.k.ua@gmail.com), [kr@nas.gov.ua](mailto:kr@nas.gov.ua)

З метою усунення залишкових напружень у зварних швах тонколистових немагнітних металів розглядається можливість застосування магнітно-імпульсної обробки. Розглянуто електромагнітний індуктор з П-образним магнітопроводом і двома котушками з масивного провідника. Задля створення однополярного імпульсу струму в обмотці індуктора використовується триністор, який комутує електричне коло з конденсатора, індуктивності і активного опору, а при досягненні струму в обмотці індуктора нульового значення розмикає коло. Розрахунок перехідного процесу в електричному колі з індуктивністю, що динамічно змінюється, виконується шляхом розв'язання коло-польової задачі з заданими початковими умовами, а розрахунок електромагнітного поля – методом скінчених елементів для двовимірної моделі індуктора. Досліджено електромагнітні процеси в індукторі і тонколистових немагнітних заготовках з амплітудою максимальної щільності струму  $1 \text{ кА/мм}^2$ . Наведено розподіл щільності струму і щільності магнітної сили по поверхні заготовки і в часі. Доведено, що лише для незначної товщини зварних виробів (2 мм) може бути досягнута одночасність силового і токового впливу. Бібл. 9, рис. 4.  
**Ключові слова:** магнітно-імпульсна обробка, імпульсний індуктор, перехідні процеси, П-подібний магнітопровід.

Одним з найпоширеніших методів обробки металів для надання їм потрібної форми є пластична деформація, яка практично здійснюється різними способами: прокатка, волочіння, видавлювання, пресування, кування та ін. Пластична деформація модифікує структуру матеріалу, значно підвищуючи її якість. В деяких випадках пластична деформація виявляється скрутною або навіть неможливою з огляду на високий рівень опору матеріалу деформуванню. У таких випадках на допомогу приходять спеціальні методи пластичної деформації, засновані на додатковому впливі на матеріал електричного струму, що в умовах активного пластичного деформування призводить до зростання пластичності матеріалу. Цей метод вже зараз знаходить широке практичне застосування. Додатковий вплив на матеріал (обов'язково металевий) здійснюється електричним струмом густиною до  $1 \text{ кА/мм}^2$  [5, 9]. Струм збуджують імпульсами 100 мкс з низькою частотою ( $\sim 1 \text{ Гц}$ ). Така обробка називається електроімпульсною (ЕІО). Метод обробки, коли застосовується пластична деформація разом з електроімпульсною обробкою, був названий електропластичною деформацією (ЕПД). Таким чином, одним із шляхів інтенсифікації технологічних процесів, пов'язаних з обробкою металів, є збудження в зоні деформування імпульсів струму значної щільності [5, 8, 9].

ЕПД останнім часом привертає увагу дослідників в областях фізичного матеріалознавства і обробки металів тиском [1]. Зміна пластичності металів у разі зовнішніх струмових впливів є основою створення нових і вдосконалення існуючих технологій з метою підвищення комплексу експлуатацій-них властивостей металів. Зокрема ЕІО запобігає втомному руйнуванню і супроводжується зростанням втомного ресурсу. Таким чином, за допомогою ЕІО представляється можливим відновлення ресурсу і втомної міцності металів і сплавів. В [2] доведено, що ЕІО впливає на напружений стан, статичну і втомну міцність, тріщиностійкість і корозійну стійкість, а також ударну вязкість металів і сплавів.

Після зварювання металів в зоні шва і навколишньої зони виникають залишкові напруження розтягу [3], які разом з різною зернистістю металу, обумовленою локальним швидкісним перегрівом

зварних з'єднань, призводять до зниження втомної міцності. Задля запобігання можливого руйнування зварного з'єднання потрібно, в першу чергу, напруження розтягу звести до напруження стискування. В роботі [3] теоретично і експериментально досліджено вплив ЕЮ разом з динамічним механічним навантаженням (динамічне стиснення) на зниження залишкових напружень і підвищення втомної міцності за циклічних навантаженнях зварних з'єднань алюмінієвого сплаву. В роботі [7] експериментальні дослідження визначили енергетичний ефект від одночасної дії динамічного і струмового факторів впливу на механічні характеристики зварного з'єднання.

Реалізація ЕЮ шляхом застосованого в [3] кондуктивного підводу електричного струму до заготовки за допомогою електродів може призвести до появи слідів дотику, порушення контакту і навіть виникнення небажаних дугових процесів. Використання індукторів задля створення вихрового імпульсного струму дає змогу безконтактним способом також одержати високу густину струму в заготовці і додатково електродинамічну силу на заготовку. Такий метод застосування додаткового впливу на матеріал електричним індуктованим струмом високої густини дістав назву *магнітно-імпульсній обробці* (МІО). У цьому випадку на заготовку діє імпульсний струм  $10^8 \dots 10^9 \text{ А/м}^2$  тривалістю імпульсів  $100 \dots 500 \text{ мкс}$  [3, 5, 9].

Зростання пластичності металу внаслідок МІО має назву *магнітопластичний ефект*. При обробленні зварних швів найбільш доцільним при цьому вважається застосування індуктора з П-подібним магнітопроводом, паз з обмоткою якого розміщується над зварним швом (рис. 1), що дає змогу одержати максимальний струм у зварному шві.

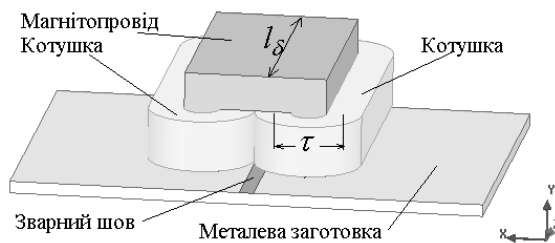


Рис. 1

**Метою роботи** є порівняння в області, де знаходиться зварний шов у тонколистової немагнітної електропровідної металевої заготовки, перехідних процесів і розподілу по поверхні заготовки густини магнітної сили та густини струму амплітудою  $1 \text{ кА/мм}^2$ , які змінюються в часі у вигляді півперіоду синусоїди і наводяться імпульсним індуктором з П-подібним магнітопроводом та двома котушками, а також встановлення впливу на перехідні процеси ємності і напруги конденсатора, від якого живиться імпульсний індуктор.

Задля визначення енергетичних показників імпульсного індуктора з П-подібним магнітопроводом доцільним є виконання розрахунку електромагнітного поля в тривимірній постановці, оскільки двовимірна постановка не враховує лобові частини індуктора. Але задля швидшого розрахунку достатньо обмежитись моделюванням у двовимірній постановці (рис. 2). При цьому для врахування впливу лобових частин пропонується глибину (по координаті  $z$ ) симетричної  $1/2$  частини моделі (рис. 2) розраховувати наступним чином:

$$l'_\delta = l_\delta + \tau, \quad (1)$$

де  $l_\delta$  – довжина магнітопроводу по координаті  $z$ ,  $\tau$  – полюсна відстань котушок.

Імпульси електричного струму в обмотці індуктора і в металевій заготовці одержуються шляхом комутації електричного кола, яке включає попередньо заряджений до напруги  $U_C$  конденсатор ємністю  $C$ , активний опір провідників індуктора  $r$  і його індуктивність  $L$ . Комутація кола здійснюється триністором, який забезпечує розмикання кола у разі досягнення струму нулевого значення. Це забезпечує протікання однополярного імпульсу струму в обмотці індуктора. Процес заряджання конденсатора до початкової напруги перед кожним таким імпульсом не береться до уваги в цій роботі.

Для розрахунку струму в колі з індуктивністю, яка динамічно змінюється через присутність феромагнітного осердя і електропровідного масивного тіла, необхідно сумісно розв'язати основне рівняння електричного кола [4]

$$\frac{\partial \psi}{\partial t} + ir + \frac{1}{C} \int_0^t i dt + U_C(0) = 0 \quad (2)$$

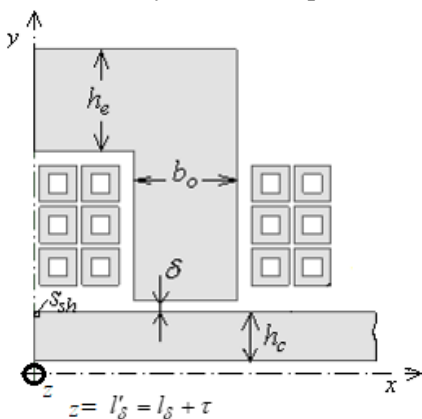


Рис. 2

і рівняння електромагнітного поля, записаного для електромагнітної системи (рис. 2)

$$\operatorname{rot}((\mu_r \mu_0)^{-1} \operatorname{rot} \mathbf{A}) + \sigma \partial \mathbf{A} / \partial t = \mathbf{j}_0, \quad (3)$$

де  $\mu_0$  – магнітна постійна,  $\mu_r$  – відносна магнітна проникність,  $\sigma$  – електропровідність,  $\mathbf{j}_0 = i / s_p$  – густина струму в провідниках обмотки,  $s_p$  – площа поперечного перерізу провідників обмотки.

В рівнянні (3) приймається: для повітря і повітряних проміжків моделі (рис. 2)  $\mu_r = 1, \sigma = 0, \mathbf{j}_0 = 0$ ; в області магнітопроводу –  $\mu_r(B) > 1, \sigma = 0, \mathbf{j}_0 = 0$ ; в провідниках обмотки –  $\mu_r = 1, \sigma > 0, \mathbf{j}_0 = i / s_p$ ; в області електропровідної смуги –  $\mu_r = 1, \sigma > 0, \mathbf{j}_0 = 0$ . Початкові умови для розв'язання рівнянь (2) і (3) ( $t = 0$ )

$$\mathbf{A} = 0, \quad i = 0, \quad \partial \psi / \partial t = -U_C(0). \quad (4)$$

Граничні умови для рівняння (3): на зовнішніх границях повітряної області моделі (рис. 2) рівність нулю векторного магнітного потенціалу, крім границі, що співпадає з лінією симетрії індукційної системи ( $x = 0$ , рис. 2), де приймається умова рівності нулю тангенціальних складових напруженості магнітного поля.

Розрахунок електромагнітних процесів індукційної системи (рис. 1, рис. 2) виконано з наступними розмірами моделі індуктора (рис. 2): довжина осердя магнітопроводу по координаті  $z$   $l'_\delta = 0,164$  м; середня ширина котушок  $\tau = 0,047$  м; ширина зубців осердя магнітопроводу  $b_o = 0,03$  м; висота ярма  $h_e = 0,03$  м; висота проміжку між осердям індуктора і металевією смугою  $\delta = 0,002$  м; товщина смуги  $h_c = 0,008, 0,002$  м; матеріал смуги – латунь ( $\sigma = 22$  МСм/м); кількість витків в кожній котушці  $w = 6$ ; котушки підключені послідовно. У процесі розроблення моделі враховано товщину ізоляції провідників  $b_i = 0,0004$  м, товщину корпусної ізоляції котушок  $b_{ik} = 0,002$  м, ізоляцію між котушками в пазу П-подібного магнітопроводу –  $b_{mk} = 0,001$  м. Для магнітопроводу індуктора відносна магнітна проникність  $\mu_r$  відповідає кривій намагнічування шихтованої електротехнічної сталі Ст. 2411. Вважаючи технологічний процес МІО тонколистових немагнітних металів безперервним з багаторазовим повторенням імпульсів, задля запобігання перегріву багатовиткова обмотка індуктора виконується з прямокутної мідної труби 6,0x6,0x1,5 мм, в якій протікає охолоджуюча рідина. Товщина стінки провідника трубки відповідає товщині скін-ефекту.

Зміною ємності конденсатора  $C$  встановлюється тривалість імпульсу струму. Амплітуда струму регулюється величиною напруги конденсатора  $U_C(0)$ . Для розрахунку індуктора приймається ємність конденсатора  $C = 2$  мФ і напруга  $U_C(0) = 0,8$  кВ.

Миттєве значення струму  $i$  в витках обмотки визначається рівнянням (2). Максимальне значення густини струму  $j_{\max}$  в металевій немагнітній заготовці визначається як середнє значення густини струму в області  $s_{sh} = 1$  мм<sup>2</sup> (рис. 2) зварного шва

$$j_{\max} = \frac{1}{s_{sh}} \int (j_z) dS = \frac{1}{s_{sh}} \int \left( \operatorname{rot}_z \frac{\operatorname{rot} \mathbf{A}}{\mu_0} \right) dS. \quad (5)$$

Напруга на конденсаторі  $U_C$  визначається із рівняння (2)

$$-U_C = \frac{\partial \psi}{\partial t} + i r. \quad (6)$$

Відповідно до [6] тензор поверхневої магнітної сили по поверхні заготовки, нормаль якої співпадає з віссю  $y$  (рис. 2), розраховується за виразом

$$T_{yy} = \mu_r \mu_0 \left( H_y^2 - 0,5 |\mathbf{H}|^2 \right), \quad (7)$$

де  $H_y$  – складова у розподілу вектору  $\mathbf{H}$  напруженості магнітного поля по поверхні заготовки.

Очевидно, що модель на рис. 2 має дві складові вектору напруженості магнітного поля –  $H_y$  та  $H_x$ , і на поверхні металевієї заготовки відносна магнітна проникність  $\mu_r = 1$ . Миттєве значення сили  $F_y$  між індуктором і металевією заготовкою розраховується з використанням (7) по поверхні металевієї пластини

$$F_y = 2l'_\delta \int_0^\infty T_{yy} dx = 2\mu_0 l'_\delta \int_0^\infty \left( H_y^2 - 0,5 H^2 \right) dx = \mu_0 l'_\delta \int_0^\infty \left( H_y^2 - H_x^2 \right) dx, \quad (8)$$

де  $l'_\delta$  – розрахункова довжина двовимірної моделі (рис. 2) по координаті  $z$ , що визначається виразом (1), цифра 2 появилася в (8), оскільки модель на рис. 2 представляє симетричну половину індукційної системи.

На рис. 3, а показано зміну в часі струму в обмотці  $i$  та поверхневої густини струму  $j_{\max}$  в області зварного шва  $s_{sh}$  (рис. 2), напруги на конденсаторі  $U_C$  і сили  $F_y$  між магнітопроводом і металевою заготовкою за товщини металевої заготовки 8 мм, а на рис. 3, б – за товщини металевої заготовки 2 мм. У тоншій заготовці максимальна густина струму на 35% більша. На рис. 3 видно, що максимальне значення струму  $j_{\max}$  не співпадає в часі з максимальним значенням магнітної сили  $F_y$ .

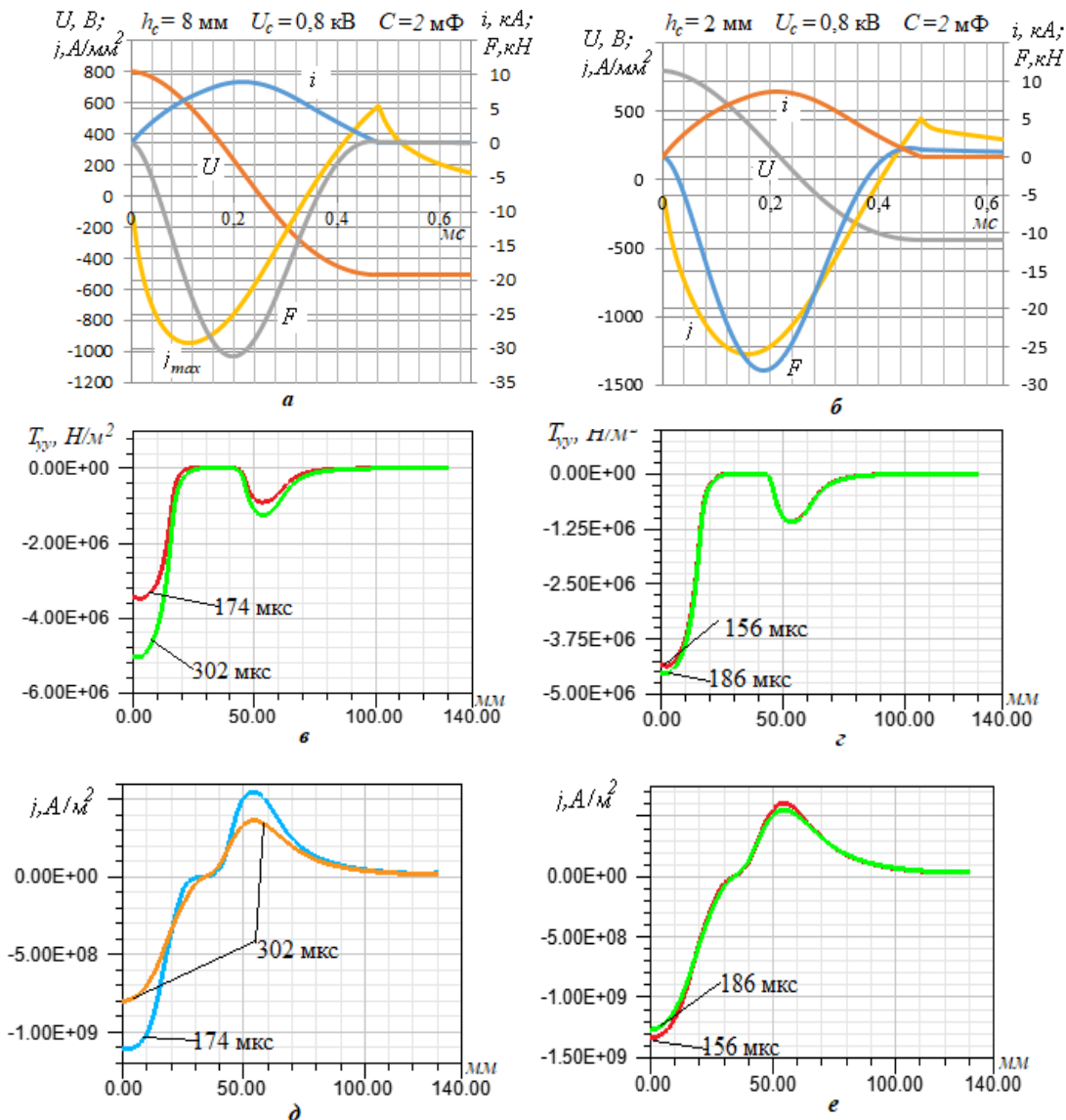


Рис. 3

Розподіл поверхневої густини струму  $j_{\max}$  і густини магнітної сили  $T_{yy}$  на поверхні заготовки по координаті  $x$  при 2-х часових моментах (максимального значення сили  $F_y$  і максимального значення густини струму  $j_{\max}$  із рис. 3, а, б) для товщини заготовки 8 мм і для товщини заготовки 2 мм показано на рис. 3, в, д і рис. 3, з, е відповідно.

Із рис. 3, а видно, що за товщини заготовки 8 мм різниця в часі між максимальною густиною струму і максимальною густиною сили складає 128 мкс (27% від повної тривалості імпульсу струму в обмотці індуктора), а за 2 мм (рис. 3, б) – 30 мкс, що в 4,27 раз менше, ніж зміна товщини заготовки. Але густина струму й густина сили більші в заготовці товщиною 2 мм.

На рис. 4, а показано аналогічні розрахунки за  $C = 5$  мФ. Порівняння з рис. 3, а показує, що підвищення ємності в 2,5 разів призводить до зростання тривалості імпульсу струму в 1,5 разів і до незначного зростання амплітуди струму; на рис. 4, б – розрахунки за  $C=2$  мФ і  $U_c(0)=0,6$  кВ, які порівнюються з рис. 3, а. Зменшення напруги конденсатора на 1/4 призводить до зменшення амплітудного значення густини струму на 1/3, а також незначного збільшення тривалість імпульсу внаслідок нелінійних параметрів магнітопроводу.

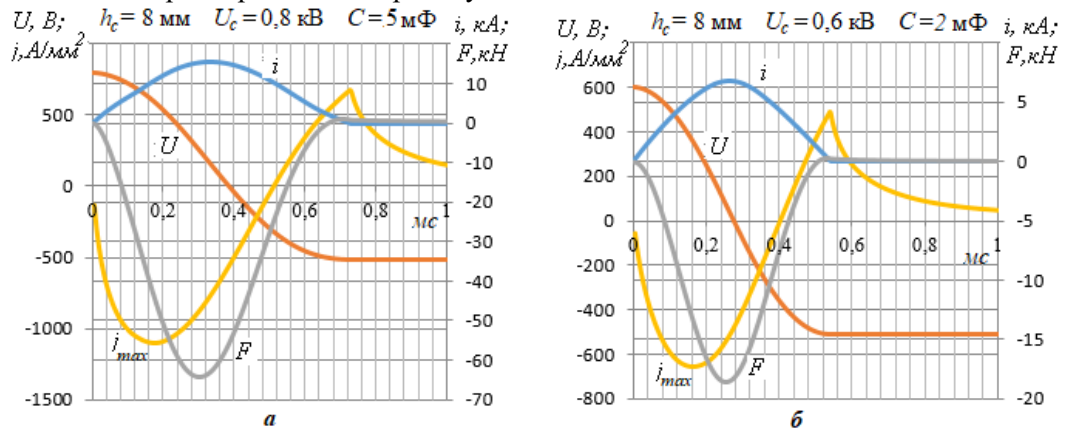


Рис. 4

**Висновок.** Моделювання коло-польових процесів показало, що застосування індуктора імпульсного електромагнітного поля з П-подібним магнітопроводом і двома котушками дає змогу одержати імпульсні струми високої щільності ( $1 \text{ кА/мм}^2$ ) в області зварного шва тонколистових немагнітних металів у разі використання ємнісного накопичувача сумарною ємністю від 2 мФ, зарядженого до напруги до 0,8 кВ.

Запропонований метод більш прийнятний з точки зору досягнення магнітопластичного ефекту у разі оброблення тонколистових немагнітних металів. Про це свідчить порівняння результатів розрахунку електромагнітної системи з заготовками листів латуні товщиною 8 і 2 мм. Встановлено, що за обраних параметрів індуктора максимальна магнітна сила і максимальний струм у тоншому листі матимуть меншу розбіжність у часі пропорційно зміні товщини заготовки (при 8 мм – 27% і при 2 мм – 6%). У цьому разі досягається на 35% більша густина струму на поверхні заготовки товщиною 2 мм порівняно з 8 мм.

Тривалість і інтенсивність імпульсів струму в обмотці індуктора та вихрового струму у об'єкті обробки мають нелінійний характер від величин ємності та напруги на ній.

*Роботу виконано за держбюджетною темою «Розвиток теорії електрофізичних процесів в імпульсних системах електромагнітної обробки електропровідних середовищ» («БАР'ЄР-2»), державний реєстраційний номер 0117U007714 (КПКВК 6541030).*

1. Баранов Ю.В., Троицкий О.А., Авраамов Ю.С., Шляпин А.Д. Физические основы электроимпульсной и электропластической обработок и новые материалы. М.: МГИУ, 2001. 844 с.
2. Лобанов Л.М., Пашин Н.А., Логинов В.П., Логинова Ю.В. Применение электроимпульсной обработки элементов конструкций с целью повышения их ресурса. *Автоматическая сварка*. 2005. № 11. С. 26–30.
3. Лобанов Л.М., Кондратенко І.П., Жильцов А.В., Карлов О.М., Пашин М.О., Васюк В.В., Ящук В.А. Нестационарні електрофізичні процеси в системах зниження залишкових напружень зварних з'єднань. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 6. С. 10-19. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.06.010>
4. Нейман Л.Р., Калантаров П.Л. Теоретические основы электротехники, Ч.2. М-Л.: ГЭИ, 1959. 444 с.
5. Самохвалов В.Н., Самохвалова Ж.В. Магнитно-импульсная и электроимпульсная обработка деталей машин. *Современные проблемы теории машин*. 2017. № 5. С. 113-115.
6. Тамм И.Е. Основы теории электричества. М.: Наука, 1976. 616 с.
7. Лобанов Л.М., Пашин Н.А., Миходуй О.Л., Сидоренко Ю.М. Влияние электроимпульсной составляющей на напряженное состояние сварных соединений алюминиевого сплава АМг6 при электродинамической обработке. *Проблемы прочности*. 2018. № 2. С.18-26.
8. Сейдаметов С.В., Лоскутов С.В. Влияние импульсной электромагнитной обработки на структурные перестройки сплава титана ВТЗ-1. *Журнал фізики та інженерії поверхні*. 2016. Том 1. С. 4-8.
9. Кузнецов Н.Н. Влияние электро- и магнитно-импульсного воздействия на заготовку. *Обработка материалов давлением*. 2010. № 3(24). С. 126-129.



**МАГНИТНЫЕ СИЛЫ И ТОКИ ИНДУКТОРА ДЛЯ МАГНИТОИМПУЛЬСНОЙ ОБРАБОТКИ СВАРНЫХ СОЕДИНЕНИЙ НЕМАГНИТНЫХ ТОНКОЛИСТОВЫХ МЕТАЛЛОВ**

**А.П. Ращепкин**, докт.техн.наук, **И.П. Кондратенко**, чл.-корр.НАН Украины, **А.Н. Карлов**, канд.техн.наук, **Р.С. Кришук**, канд.техн.наук

**Институт электродинамики НАН Украины,**

**пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина,**

**e-mail: [anatoly\\_raschepkin@ukr.net](mailto:anatoly_raschepkin@ukr.net), [dep7ied@ukr.net](mailto:dep7ied@ukr.net), [lexa.k.ua@gmail.com](mailto:lexa.k.ua@gmail.com), [kr@nas.gov.ua](mailto:kr@nas.gov.ua)**

*С целью устранения остаточных напряжений в сварных швах тонколистовых немагнитных металлов рассматривается возможность применения магнитно-импульсной обработки. Рассмотрен электромагнитный индуктор с П-образным магнитопроводом и двумя катушками из массивного проводника. Для создания однополярного импульса тока в обмотке индуктора используется тринистор, который коммутирует электрическую цепь из конденсатора и индуктивности, а при достижении тока в обмотке индуктора нулевого значения размыкает цепь. Расчет переходного процесса в электрической цепи с динамично изменяющейся индуктивностью выполняется путем решения цепно-полевой задачи с заданными начальными условиями. Расчет электромагнитного поля выполняется методом конечных элементов для двумерной модели индуктора. Выполнены исследования электромагнитных процессов в индукторе и тонколистовых немагнитных заготовках с амплитудой максимальной плотности тока  $1 \text{ кА/мм}^2$ . Приведены распределения плотности тока и плотности магнитной силы по поверхности заготовки и во времени. Показано, что лишь для незначительной толщины сварных изделий (2 мм) может быть достигнута одновременность силового и токового воздействия. Библ. 9, рис. 4.*

**Ключевые слова:** магнитно-импульсная обработка, импульсный индуктор, переходные процессы, П-образный сердечник.

**MAGNETIC FORCES AND CURRENTS OF THE INDUCTOR FOR MAGNETIC-PULSE PROCESSING OF OF WELDING JOINTS OF NON-MAGNETIC THIN SHEET METALS**

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

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

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

**e-mail: [anatoly\\_raschepkin@ukr.net](mailto:anatoly_raschepkin@ukr.net), [dep7ied@ukr.net](mailto:dep7ied@ukr.net), [lexa.k.ua@gmail.com](mailto:lexa.k.ua@gmail.com), [kr@nas.gov.ua](mailto:kr@nas.gov.ua)**

*In order to eliminate residual stresses in the welds of thin-sheet non-magnetic metals, the possibility of using magnetic pulse processing is considered. An electromagnetic inductor with a U-shaped magnetic circuit and two coils of solid conductor is considered. To create a unipolar current pulse in the inductor winding, a tristor is used, which switches the electrical circuit from the capacitor, inductance and active resistance, and when the current in the inductor winding reaches zero, the circuit opens. The calculation of the transient process in an electric circuit with a dynamically changing inductance is performed by solving a circuit-field problem with given initial conditions. The calculation of the electromagnetic field is performed by the finite element method for a two-dimensional model of the inductor. The study of electromagnetic processes in the inductor and thin-sheet non-magnetic workpieces with the amplitude of the maximum current density of  $1 \text{ kA/mm}^2$ . The distribution of current density and magnetic force density on the workpiece surface and in time is given. It is proved that only for a small thickness of welded products (2 mm) can be achieved simultaneous power and current. References 9, figures 4.*

**Key words:** magnetic pulse processing, pulse inductor, transients, U-shaped core.

1. 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)
2. Lobanov L.M., Pashchin N.A., Loginov V.P., Loginova Yu.V. The use of electric pulse processing of structural elements in order to increase their resource. *Avtomaticheskaja svarka*. 2005. No 11. Pp. 26-30. (Rus)
3. Lobanov L.M., Kondratenko I.P., Zhyltsov A.V., Karlov O.M., Pashchyn M.O., Vasyuk V.V., Yashchuk V.A. Electrophysical unsteady processes in the system to reduce residual stresses welds. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2016. No 6. Pp. 10-19. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.06.010>
4. Neumann L.R., Kalantarov P.L. Theoretical Foundations of Electrical Engineering, Part 2. Moskva-Leningrad: HEI, 1959. 444 p. (Rus)
5. Samohvalov V.N., Samohvalova Zh.V. Magnetic-pulse and electric pulse treatment of machine parts *Sovremennyye problemy teorii mashin*, 2017. No 5. Pp. 113-115. (Rus)
6. Tamm I.E. Theory of electricity. Moskva: Nauka, 1976. 616 p. (Rus)
7. Lobanov L.M., Pashchin N.A., Mikhoduy O.L., Sidorenko Yu.M. The effect of the electric pulse component on the stress state of welded joints of the AMg6 aluminum alloy during electrodynamic processing. *Problemy prochnosti*. 2018. No 2. Pp. 18-26. (Rus)
8. Seidametov S.V., Loskutov S.V. The influence of pulse electromagnetic field on rebuilding of structure of titanium alloy vt3-1. *Zhurnal fizyky ta inzhenerii poverkhni*. 2016. Vol. 1. Pp. 4-8. (Rus)
9. Kuznetsov N.N. Influence of electroimpulse and magnetoimpulse effects on the workpiece. *Obrabotka materialov davleniem*. 2010. No 3(24). Pp. 126-129. (Rus)

Надійшла 13.03.2020

Остаточний варіант 06.05.2020

## HIGH VOLTAGE PLANT WITH 3 MW PULSE POWER FOR DISINFECTION FLOW OF WATER BY NANOSECOND DISCHARGES IN GAS BUBBLES

N.I. Boyko\*, A.V. Makogon\*\*

National Technical University «Kharkiv Polytechnic University»,  
Kirpichova str, 2, Kharkiv, 61002, Ukraine,  
e-mail: [qnaboyg@gmail.com](mailto:qnaboyg@gmail.com); [boyko@kpi.kharkov.ua](mailto:boyko@kpi.kharkov.ua)

The processes in the discharge circuit of a powerful high-voltage pulse installation with three multi-gap spark gaps operating in parallel are experimentally investigated. Oscillograms of voltage and current pulses at the load in the form of three reactors are obtained with running water. The discharge processes are compared when using in the discharge circuit three multi-gap dischargers and three reactors connected in parallel, on the one hand, and one such discharger and one reactor on the other. The regimes of synchronous discharges in gas bubbles were obtained in three reactors, which ensured the complete inactivation of the *E.coli* in water with an initial concentration of  $10^6$  CFU/cm<sup>3</sup> (CFU is a colony-forming unit). References 5, figures 4, table 1.

**Keywords:** nanosecond discharge in a gas bubble, a high-voltage pulse plant, pulse power, a spark discharger (gap), disinfection of water in a stream, a reactor - a discharge unit.

**Introduction.** The disinfection and purification of water by electric discharges have been the subject of growing research interest in recent years [1, 2]. It was experimentally shown that with an increase of the input power the water purification rate has increased however, the energy efficiency has decreased [3]. It was shown in [3] also that with an increase in the current density over the permissible one the process of quenching of OH radicals with a characteristic lifetime of  $\approx 1$  ms intensifies. Therefore, to create industrial plants for water purification and disinfection, it is necessary to increase the total power introduced into the load (reactors) by distributing it between the reactors so that the current density and power in each discharge unit do not increase. Thus, with an increase in plant productivity, the number of electrical discharge nodes (reactors) should increase. In this case, one high-voltage pulse generator can operate on such a number of several reactors whose total impedance is  $Z_{tot} \geq 2Z_g$ , where  $Z_g$  is the internal impedance of the generator.

**The purpose** of this work is to create a high-voltage pulse installation for disinfecting water in a stream using nanosecond discharges in gas bubbles with a rated pulse power of up to 3 MW and experimental study with its help the possibility of complete inactivation of indicative microorganisms with a high initial concentration in the water, that must be disinfected.

**Distinctive features of the experimental plant.** The electrical circuit of the installation (without a pump and compressor) is shown in Fig. 1. In Fig. 1 capacitance  $C_0=4230 \mu\text{F}$  (9 TAMICON 470  $\mu\text{F}$  capacitors, 450 V in parallel) is charged from the network (220 V, 50 Hz) through a diode bridge (not shown in Fig. 1) to voltage  $U_0$  according to [4].  $V$  is a voltmeter. The switch is a

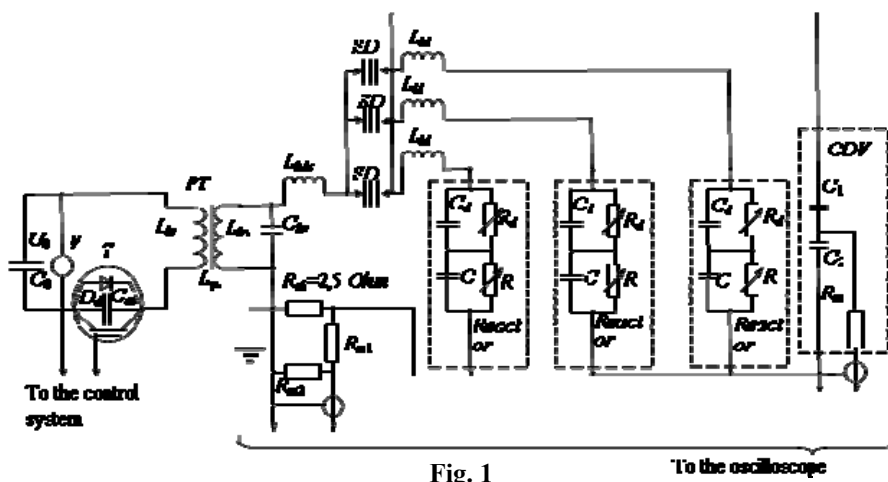


Fig. 1

transistor switch  $T$ , consisting of four parallel-connected IGBT - transistors of the type IRG4PH50UD. Switching energy is carried out when the transistors are in the process of opening in the switch  $T$ . The duration of the open state of the key  $T$  is 110  $\mu\text{s}$ .  $D_d$  are the reverse diodes of the IGBT key built into transistors;  $C_{ec} \geq 1$  nF is the capacitance of the "emitter-collector" of the IGBT key;  $R_{sh}$  is the resistance of the measuring shunt;  $R_{m1}=300$  Ohm,  $R_{m2}=60$  Ohm - matching shunt resistances,  $R_{sh}=2.5$  Ohm;  $C_1, C_2$  are the capacitances of the high-voltage and low-voltage arms of the capacitive voltage divider  $CDV$  ( $C_1 \approx 2.7 \times 10^{-12}$  F,  $C_2 = 20.4 \times 10^{-9}$  F, division ratio  $k_d \approx 7650$ ) with matching resistance  $R_m=50$  Ohm;  $C_d \ll C_{ec} \ll C_0$ . In the electri-

cal circuit of each of the three discharge nodes (reactors)  $C_d, R_d$  are the capacitance and nonlinear active resistance of the discharge gap in the gas bubble, and  $C, R$  are the capacitance and nonlinear active resistance of the water layer between the discharge gap ( $DG$ ) and the grounded electrode. The pulse transformer  $PT$  is represented by the magnetization inductance  $L_{\mu}$  and the leakage inductances  $L_{lv}, L_{hv}$  of the primary and secondary windings of  $PT$ , respectively.  $L_{hdc}$  is the inductance of a high-voltage discharge circuit (excluding  $PT$  and inductances of  $L_{ld}$  reactors).  $C_{hv}$  is the peaking capacity,  $SD$  is the peaking multi-gap spark discharger ( $MG SD$ ). The capacitance  $C_{hv}=150$  pF is composed of six KVI-2 capacitors with a capacity of 100 pF each for a voltage of 20 kV.

The disinfecting effect of the created plant with three discharge units and three peaking  $MG SD$ s operating in parallel was experimentally verified in this work. Spark dischargers (spark gaps) operate in the air at atmospheric pressure. The discharge nodes provide discharges in gas bubbles in the water.

The method based on pulsed electric discharges in gas bubbles inside water is one of the most promising methods for disinfection and purification of water. The discharges generate a series of high-intensity factors, including OH radicals, atomic oxygen, ozone, hydrogen peroxide, broadband radiation that contains ultraviolet light, and other factors that disinfect and purify water. The method can be used for the preparation of drinking water, for disinfection and purification of water in swimming pools, municipal water, wastewater, the water of various industries, etc. Fig. 2 shows a block diagram of the plant implementing this method. The plant consists of a low-impedance generator 1 of high voltage pulses, compressor 2, pump 3, pipeline 4 with a diameter of  $D=40$  mm with running water, made of insulating material. The plant includes also three branch pipes 5 with a diameter of  $D_{bp}=40$  mm, through which insulation hollow cases 6 without a bottom are inserted and fixed there. Cases 6 are made combined with high-voltage conductors – pointed electrodes 7 in isolation and with tubular gas pipelines 8. The plant contains also a grounded electrode 9 in each of the three discharge units. This electrode is made in the form of a metal cylindrical ring with a hole in its side surface for the location of the case 6 in the pipeline 4. Каждый разрядный узел состоит из электрода 7 в твердой изоляции, кончик которого не изолирован, корпуса 6 с характерным внутренним линейным размером  $S=2,8$  см, газопровода 8, электрода 9 и слоя воды внутри трубопровода 4 под патрубком 5 и около него. Each discharge unit consists of an electrode 7 in solid insulation, the tip of which is not insulated, a case 6 with a characteristic internal linear size  $S=2,8$  cm, a gas-pipe 8, an electrode 9 and a water layer inside the pipe 4 under and around the branch pipe 5. The branch pipes 5 may have caps (Fig. 2 not

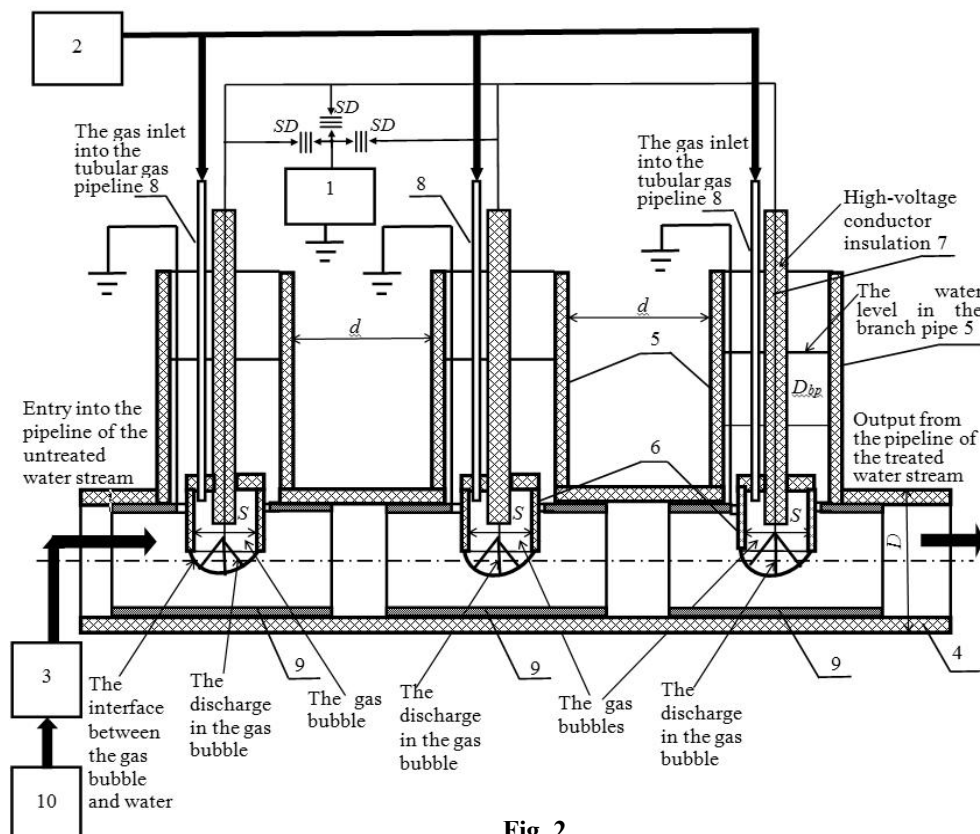


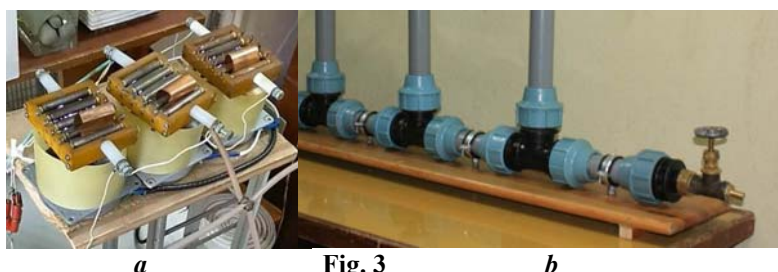
Fig. 2

shows caps) with the possibility of gas outlet after discharges in gas bubbles. Wherein, the outflow of water through the caps on the branch pipes 5 is impossible. A pump 3 pumps water into a pipe 4 from a water source 10. The distance between adjacent branch pipes is  $d \approx 300$  mm. The flow rate of water and gas from the compressor is adjustable. The composition of the gas may be different. The flow of water can be carried out by gravity from a source of water 10.

The fundamental difference between this plant and the device in [4] is the pres-

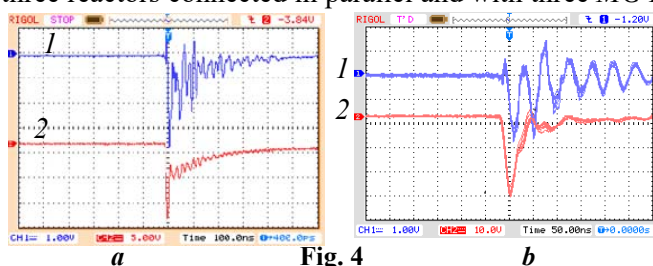
ence of three *MG SDs* working in parallel, and three separate discharge units on water treatment in the stream. The operation of the dischargers in parallel is complicated by the short connection of their main electrodes to each other, to which three water treatment units are connected. Such a connection provides a guaranteed connection of each *MG* discharger to any discharge unit. However, such a connection increases the likelihood of operation only one or two out of three spark dischargers at the overheating of the electrodes in the *MG SDs*. To avoid overheating, each *MG SD* is cooled by a separate fan.

Fig. 3 shows a photo of three *MG SDs* working in parallel (Fig. 3, *a*) and a photo of a pipeline for treating water in a stream with three branch pipelines, three discharge units and an end valve (Fig. 3, *b*).



The multi-gap spark dischargers provide nanosecond fronts of voltage and current pulses in the load - in reactors with discharges in gas bubbles in the water and layers of water under the bubbles.

**Experimental results.** Fig. 4 shows the waveforms of voltage pulses (curves 1) and current (curves 2) for a variant of operation of a plant with one reactor and one *MG DS* (Fig. 4, *a*) and for a variant with three reactors connected in parallel and with three *MG DSs* included in parallel, (Fig. 4, *b*).



When using three reactors in parallel, the active resistance of load decreases approximately three times, the total capacity of the water layers in the reactors increases, the oscillation period increases (see Fig. 4), and the quality factor of the discharge circuit increases compared to using of one discharge unit (reactor). Therefore, the amplitude of the oscillations on the voltage waveform increases, they occur closer to a

zero line. The oscillation period increases due to an increase in the total capacity of the water layers between the discharge gaps (DGs) with discharges in gas bubbles and grounded electrodes. The amplitude of the current pulse increases more than twofold with a decrease in its duration at the base by about 5 times (from 250 ns to 50 ns). It is necessary to take into account the increase in the switching time of the *MG SDs* with a decrease in the total load resistance - the active and capacitive resistance of the water layers in three reactors connected in parallel and the resistance of the emerging discharge channels in gas bubbles that connected in series with the corresponding water layers in the reactors (see Fig. 1). The shape of the current curve from aperiodic with superimposed oscillations in Fig. 4, *a* transforms into a triangular shape in Fig. 4, *b*, close to the shape of the critical discharge. In Fig. 4, *b*, several waveforms of voltage and current are superimposed on each other to show the repeatability of the signals. An experimental check at a pulse repetition rate of more than 2000 pulses/s showed the reliable operation of three *MG SDs* in parallel with pulse current amplitudes up to 100 A and pulse voltage amplitudes at the discharge units of about 30 kV. The characteristic pulse durations, in this case, were 20–30 ns (see Fig. 4). The rated power  $P_p$  of the plant in the pulse when working on three reactors in parallel is up to  $P_p \approx U_p * I_p = 30000 \text{ V} * 100 \text{ A} = 3 * 10^6 \text{ W} = 3 \text{ MW}$ .

After treating the water in the stream with discharges in gas bubbles, the pulses shown in Fig. 4, *b*, within 35 seconds at a pulse repetition rate of  $f_{pp} \approx 2400 \text{ p/s}$ , complete inactivation of E.coli bacteria was achieved. The results of the analyses are shown in the table. The seeding by indicative microorganisms - E.coli bacteria and analyzes of treated and control water samples were carried out in the specialized enterprise “Sanepidservice” (Kharkiv, UA). The initial seeding (bacterial concentration, number of bacteria per unit volume) of both the experimental and control samples was  $10^6 \text{ CFU/cm}^3$  (CFU – colony forming units). This is a very high concentration, at least 100 times higher than the maximum concentration of E.coli bacteria in real dirty wastewater.

Name of indicator, units of measure	Regulatory documentation for test methods	Research result
Determination of total coliforms in drinking water or coli-index in pool water and wastewater		
Experimental sample E.coli $10^6$ (CFU/cm <sup>3</sup> ) CFU - colonies forming units (water treatment by electric discharges in gas bubbles)	Methodical instructions # 10.2.1-113-2005 approved by the order of the Ministry of Health of Ukraine from 03.02.2005, No. 60	0
Control sample E.coli $10^6$ (CFU/cm <sup>3</sup> )		$10^6$

An important characteristic is the specific energy consumption of  $W_{sec}$  for disinfection [5]. To reduce the obtained value  $W_{sec} \approx 660 \text{ W} \cdot \text{h}/\text{m}^3$  in this plant, at an initial concentration of E.coli of  $10^6 \text{ CFU}/\text{cm}^3$ , there is a significant reserve. If the initial concentration decreases by a factor of 100, a corresponding additional decrease in  $W_{sec}$  should be expected. The total concentration of E.coli in the treated (experimental) sample turned out to be zero, while in the control sample the concentration (the seeding) remained equal to  $10^6 \text{ CFU}/\text{cm}^3$ .

**Conclusions.** The experimental high-voltage pulse plant with a rated pulse power of 3 MW was created and successfully tested, in which the disinfection of water in a stream is carried out using nanosecond discharges in gas bubbles. Complete inactivation of E. coli bacteria with an initial concentration of  $10^6 \text{ CFU}/\text{cm}^3$  in water (CFU - colony forming units) was achieved. In the flow mode of treatment at a water flow rate of 120 l / h. The method of water disinfection using nanosecond discharges in gas bubbles is promising for industrial applications and can successfully replace or supplement ozonation and ultraviolet treatment.

1. Kukhno A.V., Makalskiy L.M., Tsekhanovich O.M. Purification of water from organic pollution by avalanche-streamer discharges. *Samarskiy Nauchnyi Vestnik*. 2017. Vol. 6. No 1 (18). Pp. 46-51. (Rus)
2. Ajo P., Kornev Ia., Preis S. Pulsed Corona Discharge in Water Treatment: The Effect of Hydrodynamic Conditions on Oxidation Energy Efficiency. *Industrial and Engineering Chemistry Research*. 2015. Vol. 54. Pp. 7452–7458. DOI: <https://doi.org/10.1021/acs.iecr.5b01915>
3. Yasuoka K., Sato K. Development of Repetitive Pulsed Plasmas in Gas Bubbles for Water Treatment. *International Journal of Plasma Environmental Science and Technology*. 2009. Vol. 3. No 1. Pp. 22-27.
4. Boyko N.I., Makogon A.V. Generator of high-voltage nanosecond pulses with repetition rate more than 2000 pulses per second for water purification by the discharges in gas bubbles. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 4. Pp. 37-41. DOI: <https://doi.org/10.15407/teched2018.04.037>
5. Dolina L.F. New methods and equipment for disinfecting wastewater and natural waters. Dnepropetrovsk: Continent, 2003. 218 p. (Rus)

УДК 537.52:621.373

#### **ВЫСОКОВОЛЬТНАЯ УСТАНОВКА ИМПУЛЬСНОЙ МОЩНОСТЬЮ 3 МВТ ДЛЯ ОБЕЗЗАРАЖИВАНИЯ ВОДЫ В ПОТОКЕ ПРИ ПОМОЩИ НАНОСЕКУНДНЫХ РАЗРЯДОВ В ГАЗОВЫХ ПУЗЫРЯХ**

**Н.И. Бойко**, докт.техн.наук, **А.В. Макогон**

**Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»**,  
ул. Кирпичева, 2, Харьков, 61002, Украина, e-mail: [qnaboyg@gmail.com](mailto:qnaboyg@gmail.com); [boyko@kpi.kharkov.ua](mailto:boyko@kpi.kharkov.ua)

*Экспериментально исследованы процессы в разрядной цепи мощной высоковольтной импульсной установки с тремя многозазорными разрядниками, работающими в параллель. Получены осциллограммы импульсов напряжения и тока на нагрузке в виде трех реакторов с проточной водой. Проведено сравнение разрядных процессов при использовании в разрядной цепи трех многозазорных разрядников и трех реакторов, включенных в параллель, с одной стороны, и одного такого разрядника и одного реактора с другой стороны. В трех реакторах получены режимы синхронных разрядов в газовых пузырях, обеспечившие полную инактивацию E.coli в воде с исходной концентрацией  $10^6 \text{ КОЕ}/\text{см}^3$  (КОЕ – колониеобразующая единица). Библ. 5, рис. 4, табл. 1.*

**Ключевые слова:** наносекундный разряд в газовом пузыре, высоковольтная импульсная установка, импульсная мощность, искровой разрядник, обеззараживание воды в потоке, реактор – разрядный узел.

УДК 537.52:621.373

#### **ВЫСОКОВОЛЬТНА УСТАНОВКА ІМПУЛЬСНОЮ ПОТУЖНІСТЮ 3 МВТ ДЛЯ ЗНЕЗАРАЖЕННЯ ВОДИ У ПОТОЦІ ЗА ДОПОМОГОЮ НАНОСЕКУНДНИХ РОЗРЯДІВ У ГАЗОВИХ БУЛЬКАХ**

**М.І. Бойко**, докт.техн.наук, **А.В. Макогон**

**Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»**,  
вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна, e-mail: [qnaboyg@gmail.com](mailto:qnaboyg@gmail.com); [boyko@kpi.kharkov.ua](mailto:boyko@kpi.kharkov.ua)

*Експериментально досліджено процеси у розрядному колі потужної високовольтної імпульсної установки з трьома багатозазорними розрядниками, що працюють в паралель. Одержано осцилограми імпульсів напруги та струму на навантаженні у вигляді трьох реакторів з проточною водою. Проведено порівняння розрядних процесів під час використання у розрядному колі трьох багатозазорних розрядників і трьох реакторів, включених в паралель, з одного боку, та одного такого розрядника і одного реактора з іншого боку. В трьох реакторах одержано режими синхронних розрядів в газових бульках, які забезпечили повну інактивацию E.coli у воді з вихідною концентрацією  $10^6 \text{ КУО}/\text{см}^3$  (КУО – колонієутворююча одиниця). Бібл. 5, рис. 4, табл. 1.*

**Ключові слова:** наносекундний розряд в газовій бульці, високовольтна імпульсна установка, імпульсна потужність, іскровий розрядник, знезараження води у потоці, реактор – розрядний вузол.

Надійшла 28.02.2020

Остаточний варіант 03.05.2020

## ВИЗНАЧЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНИХ КООРДИНАТ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ ВИСОКОВОЛЬТНИХ УСТАНОВОК ЕЛЕКТРОРОЗРЯДНОЇ ОБРОБКИ ВУГЛЕЦЕВМІСНИХ ГАЗІВ

Д.В. Вінниченко<sup>1\*</sup>, канд. техн. наук, І.Л. Вінниченко<sup>2\*\*</sup>, канд. техн. наук

<sup>1</sup>Інститут імпульсних процесів та технологій НАН України,  
пр. Богоявленський, 43-а, Миколаїв, 54018, Україна. Е-mail: [vdvvvs@gmail.com](mailto:vdvvvs@gmail.com)

<sup>2</sup>Національний університет кораблебудування ім. адм. Макарова,  
пр. Героїв України, 9, Миколаїв, 54025, Україна. Е-mail: [i.l.vinnychenko@gmail.com](mailto:i.l.vinnychenko@gmail.com)

*Визначено інформаційні координати системи керування задля здійснення автоматичного регулювання вихідних характеристик високовольтного формувача розрядних струмів високовольтних установок електророзрядної обробки вуглецевмісних газів. Проаналізовано особливості роботи, які притаманні високовольтним електророзрядним установкам, та показано, що інформаційною координатою системи керування є вхідна потужність джерела живлення установок електророзрядної обробки вуглецевмісних газів, а за стабілізованій вхідній напрузі – діюче значення струму на вході. Це дає змогу оперативно визначати поточне значення довжини міжелектродного проміжку для підтримки режиму роботи високо-вольтних установок електророзрядної обробки вуглецевмісних газів з максимальною продуктивністю за мінімальних питомих енерговитрат на одиницю маси вихідного продукту. Бібл. 9.*

**Ключові слова:** інформаційна координата, потужність, діючий струм, міжелектродний проміжок, режим роботи, продуктивність, питомі енерговитрати.

**Вступ.** У разі високовольтній електророзрядній обробці вуглецевмісних газів з метою отримання вуглецевих наноматеріалів широкого спектру використання виникає проблема оперативного визначення поточного значення довжини міжелектродного проміжку  $l_{ED}$ . Під час обробки вуглецевмісних газів в високовольтних електророзрядних установках простір між електродами забруднюється струмопровідними вуглецевими утвореннями, що зменшують  $l_{ED}$ . Як показано в [1] від довжини міжелектродного проміжку залежить продуктивність високовольтних установок електророзрядної обробки вуглецевмісних газів і питомі енерговитрати на одиницю маси вихідного продукту. Тому дуже важливо вирішити **задачу** визначення  $l_{ED}$  у реальному часі задля здійснення автоматичного регулювання вихідних характеристик високовольтного формувача розрядних струмів установок електророзрядної обробки вуглецевмісних газів. Але задля замкнення кола зворотного зв'язку системи керування установкою потрібно визначити зв'язок між електричними характеристиками її джерела живлення і  $l_{ED}$  та визначити інформаційні координати. Тому **метою** роботи є визначення цього зв'язку та інформаційних координат системи керування.

Задля здійснення автоматичного регулювання вихідних характеристик формувача високовольтних розрядних імпульсів необхідно, щоб система регулювання була замкненою [2,3], тобто була повинна здійснювати керуючі впливи відповідно до розроблених законів [4] на основі значень інформаційних координат вихідного вектору системи, які несуть інформацію про стан об'єкту керування. Використання та визначення інформаційних координат для високовольтних електроімпульсних систем описано в [5]. Одним із висновків [5] є те, що датчики для вимірювання фізичних величин повинні бути гальванічно ізольовані від високовольтного контуру задля зменшення завад та збільшення надійності системи визначення інформаційних координат. Тому головною **ідеєю** цієї роботи є вимірювання не вихідних характеристик системи (вихідна висока напруга та струм), а вхідних (наприклад, вхідний струм або потужність).

Основним параметром, від якого залежать напруга на каналі розряду і оптимальний розрядний струм, є довжина міжелектродного проміжку. Як показано у [6],  $l_{ED}$  постійно змінюється, тому необхідно визначити методи її контролю. Тому проведено визначення інформаційних координат вихідного вектору системи керування режимними параметрами, які дають змогу контролювати довжину міжелектродного проміжку.

Цільові технологічні характеристики  $K_p$  (продуктивність),  $W_{\Pi}$  (питомі енерговитрати) мають функціональні залежності від вихідної потужності [1]. Тобто задля ефективної роботи система повинна забезпечувати задану потужність у кожному стані електророзрядного процесу. В області розрядних струмів, які відповідають мінімальним питомим енерговитратам, напруга на каналі розряду визначається в основному його довжиною і не залежить від струму [1].

На перший погляд, найбільш ефективними інформаційними координатами повинні виступати вихідні характеристики системи живлення (струм каналу розряду, напруга на каналі, вихідна потужність). Але при цьому потрібно звернути увагу на наступні особливості роботи, які притаманні як високовольтним електророзрядним установкам взагалі, так і системам високовольтної обробки вуглецевмісних газів:

- вхідний струм із промислової мережі живлення має частоту (50 Гц), що мінімум у 200 разів менше, ніж мінімальна частота розрядного струму (10 кГц) [1] на виході високовольтного джерела живлення. Тому виміряти діюче значення вхідного струму значно простіше як з боку апаратної реалізації (для вимірювання низькочастотного змінного струму потрібна система з невеликою швидкодією), так і з боку безпеки [5] (немає втручання в високовольтне коло);

- вхідна напруга джерела живлення є стабілізованою величиною (на вході системи, з боку промислової мережі, є стабілізатор напруги та коректор коефіцієнту потужності);

- високовольтна система живлення має резонансний контур, який складається з реактивних елементів і працює на різних частотах, але вихідна потужність однозначно визначається вхідною, з урахуванням коефіцієнтів корисної дії ( $\eta$ ) і потужності ( $\cos\phi$ ), тобто діюче значення вхідного струму може використовуватись для визначення потужності на її виході

$$P_{OUT} = U_{in} I_{in} \eta \cos\phi, \quad (1)$$

де  $U_{in}$ ,  $I_{in}$  – діючі значення напруги промислової мережі живлення та струму, що споживається високовольтною електророзрядною системою із промислової мережі живлення, відповідно;

- вихідна потужність практично лінійно залежить від довжини міжелектродного проміжку [1] для кожного значення розрядного струму, тобто її можна використовувати задля визначення поточної величини довжини міжелектродного проміжку, яка змінюється в процесі обробки газоподібних вуглеводнів;

- необхідною умовою інформаційної координати є її операційна визначеність, тобто можливість її вимірювання. Але вихідні характеристики високовольтної системи живлення складно узгодити з низьковольтною цифровою системою керування;

- координати вектору стану є випадковими величинами, визначеними на множині реалізацій, тобто для аналізу процесів і розробки математичних моделей потрібно використовувати їхні статистичні характеристики [7].

Аналіз особливостей роботи систем високовольтної обробки вуглецевмісних газів показує доцільність використання електричних характеристик на вході системи як інформаційних координат системи керування установкою. Це вхідна активна потужність або, враховуючи стабілізоване значення вхідної напруги, вхідний діючий струм, який пропонується використовувати як інформаційну координату (сигнал зворотного зв'язку системи) у

$$y = I_{in} = \frac{P_{OUT}}{U_{in} \eta \cos\phi} = \frac{U_{OUT} I_{OUT}}{U_{in} \eta \cos\phi}. \quad (2)$$

Враховуючи, що  $\cos\phi = 1$  за наявності на вході джерела живлення системи коректору коефіцієнту потужності,  $U_{in}$  – це стабілізована напруга промислової мережі живлення, а  $I_{OUT}$  – стабілізований середньоквадратичний розрядний струм, який забезпечує система живлення, зміна вихідної координати залежить тільки від зміни вихідної напруги  $U_{OUT}$ , яка, в свою чергу, залежить тільки від довжини міжелектродного проміжку [6]

$$U_{OUT} = E_{CH} I_{ED}, \quad (3)$$

де  $E_{CH}$  – питома робоча напруга каналу розряду, що отримана у [6]. Звідси

$$y = I_{in} = K_I I_{ED}, \quad (4)$$

де  $K_I = (E_{CH} I_{OUT}) / (U_{in} \eta)$  – коефіцієнт пропорційності між струмом мережі живлення та довжиною міжелектродного проміжку.

Останнім важливим питанням залишається визначення в (4) коефіцієнту корисної дії ( $\eta$ ) високовольтного джерела живлення. Як показано у [8, 9], коефіцієнт корисної дії джерел живлення,

побудованих на основі резонансних інверторів, змінюється незначно (на 1 – 2%) в робочому діапазоні навантажень та лежить в межах від 89% до 91%. Тому для високовольтних джерел живлення систем обробки газоподібних вуглеводнів можна вважати сталою величиною ( $\approx 90\%$ ), яка не залежить від зміни параметрів навантаження.

Тобто, задля визначення довжини міжелектродного проміжку достатньо вимірювати вхідний струм за умови незмінного значення напруги живлення  $I_{ed}=I_{in}/K_I=y/K_I$ .

**Висновки.** В роботі визначено зв'язок між вхідним струмом джерела живлення та довжиною міжелектродного проміжку високовольтних електророзрядних систем обробки вуглецевмісних газів, яку можна визначити, як  $I_{ed}=I_{in}/K_I=y/K_I$ . Отримано інформаційні координати системи керування, якими є вхідна потужність джерела живлення установок електророзрядної обробки вуглецевмісних газів, а за стабілізованій вхідній напрузі – діюче значення струму на вході. Це дає змогу оперативно визначати поточне значення довжини міжелектродного проміжку задля підтримки режиму роботи високовольтних установок електророзрядної обробки вуглецевмісних газів з максимальною продуктивністю за мінімальних питомих енерговитратах на одиницю маси вихідного продукту.

1. Вінниченко Д.В. Вплив електричних параметрів високовольтних електророзрядних установок синтезу нановуглецю на їхню продуктивність і питомі енерговитрати. *Техн. електродинаміка*. 2016. № 4. С. 95-97. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.04.095>

2. Щерба А.А., Супруновская Н.И. Закономерности повышения скорости нарастания разрядных токов в нагрузке при ограничении их максимальных значений. *Техн. електродинаміка*. 2012. № 5. С. 3-9.

3. Вовченко А.И., Тертилов Р.В. Синтез емкостных нелинейно-параметрических источников энергии для разрядно-импульсных технологий. *Збірник наук праць Національного університету кораблебудування*. 2010. № 4. С. 118-124.

4. Вінниченко Д.В., Назарова Н.С. Електротехнічна система з частотно-параметричним регулюванням стабілізованого розрядного струму у вуглецевмісних газах. *Техн. електродинаміка*. 2019. №1. С. 25–28. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2019.01.025>.

5. Kozzyrev S. Control System of Discharge-Pulse Installation with Elements of Artificial Intelligence. IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON). 2019, Lviv, Ukraine. Pp. 515-520. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2019.8879816>.

6. Вінниченко Д.В. Визначення оптимальних характеристик високовольтної електророзрядної системи для реалізації технології електроімпульсного синтезу нановуглецю. *Техн. електродинаміка*. 2014. № 4. С. 129-131.

7. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Study features of transients in the circuits of semiconductor discharge pulses generators with nonlinear electro-Spark load. IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS 2014), Kyiv, Ukraine. 2014. Pp. 50-54.

8. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н., Ушаков В.И. Компьютерное моделирование электротепловых процессов и термомеханических напряжений при индукционном нагреве движущихся медных слитков. *Техн. електродинаміка*. 2013. № 2. С. 10-18.

9. Shcherba A.A., Kosenkov V.M., Bychkov V.M. Mathematical closed model of electric and magnetic fields in the discharge chamber of an electrohydraulic installation. *Surface Engineering and Applied Electrochemistry*. 2015. Vol. 51 (6). Pp. 581-588.

УДК 621.3.072.86

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ КООРДИНАТ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ УСТАНОВОК ЭЛЕКТРОРАЗРЯДНОЙ ОБРАБОТКИ УГЛЕРОДСОДЕРЖАЩИХ ГАЗОВ

Д.В. Винниченко<sup>1</sup>, канд. техн. наук, И.Л. Винниченко<sup>2</sup>, канд. техн. наук,

<sup>1</sup>Институт импульсных процессов и технологий НАН Украины,  
пр. Богоявленский, 43-а, Николаев, 54018, Украина. E-mail: [vdvvyvs@gmail.com](mailto:vdvvyvs@gmail.com)

<sup>2</sup>Национальный университет кораблестроения им. адм. Макарова,  
пр. Героев Украины, 9, Николаев, 54025, Украина. E-mail: [i.l.vinnychenko@gmail.com](mailto:i.l.vinnychenko@gmail.com)

*Определены информационные координаты системы управления для осуществления автоматического регулирования выходных характеристик высоковольтного формирователя разрядных токов высоко-вольтных установок электроразрядной обработки углеродсодержащих газов. Проанализированы особенности работы, которые присущи высоковольтным электроразрядными установкам, и показано, что информационной координатой системы управления является входная мощность источника питания установок электроразрядной*



обработки углеродсодержащих газов, а при стабилизированном входном напряжении – действующее значение тока на входе. Это позволяет оперативно определять текущее значение длины межэлектродного промежутка для поддержки режима работы высоковольтных установок электроразрядной обработки углеродсодержащих газов с максимальной производительностью при минимальных удельных энергозатратах на единицу массы исходного продукта. Библ. 9.

**Ключевые слова:** информационная координата, мощность, действующий ток, межэлектродный промежуток, режим работы, производительность, удельные энергозатраты.

## DETERMINATION OF CONTROL SYSTEM INFORMATION COORDINATES OF HIGH VOLTAGE INSTALLATIONS FOR ELECTRODISCHARGE TREATMENT OF CARBON-CONTAINING GASES

D. Vinnychenko<sup>1</sup>, I. Vinnychenko<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Institute of Pulse Processes and Technologies National Academy of Science of Ukraine, Bohoyavlensky Avenue, 43a, Mykolayiv, 54018, Ukraine.

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

<sup>2</sup>Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Heroes of Ukraine Avenue, 9, Mykolayiv, 54025, Ukraine.

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

The information coordinates of the control system for the automatic control of the output characteristics of the high-voltage discharge currents former of the high-voltage installations of electrodischarge treatment of carbon-containing gases are determined. The peculiarities of the work that are inherent in high-voltage electric discharge installations are analyzed and it is shown that the information coordinate of the control system is the input power of the power source of the installations for the discharge of carbon-containing gases, and with a stable input voltage, the current value at the input. This allows to fast determination of the current value of the length of the electrode gap to maintain the mode of operation of high-voltage installations for the discharge of carbon-containing gases with maximum productivity at minimum specific energy consumption per unit mass of the product. References 9.

**Keywords:** information coordinate, power, operating current, interelectrode gap, operating mode, productivity, specific energy consumption.

1. Vinnychenko D.V. Influence of electrical parameters of high-voltage electrical discharge installations of nanocarbon synthesis on their productivity and specific energy consumption. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2016.No 4. Pp. 95-97. (Ukr.). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.04.095>

2. Shcherba A.A., Suprunovskaya N.Y. Laws of increasing the rate of rise of discharge currents in the load while limiting their maximum values. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2012. No 5. Pp. 3-9. (Rus)

3. Vovchenko A.Y., Tertylov R.V. Synthesis of parametric nonlinear capacitive energy sources for the discharge-pulse technology. *Zbirnyk naukovykh pratsi Natsionalnoho universytetu korablebuduvannya*. 2010. No 4. Pp. 118-124. (Rus)

4. Vinnychenko D.V., Nazarova N.S. Electrotechnical system with frequency-parametric regulation of stabilized discharge current in carbon-containing gases. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2019. No 1. Pp. 25-28. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.01.025>. (Ukr.).

5. Kozyrev S. Control System of Discharge-Pulse Installation with Elements of Artificial Intelligence. IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON). 2019, Lviv, Ukraine. Pp. 515-520. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2019.8879816>

6. Vinnychenko D.V. Determination of the optimal characteristics of high voltage electric-discharge system for implementing electropulse synthesis technology of nanocarbon. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 4. Pp. 129-131. (Ukr)

7. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Study features of transients in the circuits of semiconductor discharge pulses generators with nonlinear electro-Spark load. IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS 2014), Kyiv, Ukraine. 2014. Pp. 50-54.

8. Shcherba A.A., Podoltsev A.D., Kucheriava I.M., Ushakov V.I. Computer modeling of electrothermal processes and thermomechanical stress at induction heating of moving copper ingots. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 2. Pp. 10-18. (Rus)

9. Shcherba A.A., Kosenkov V.M., Bychkov V.M. Mathematical closed model of electric and magnetic fields in the discharge chamber of an electrohydraulic installation. *Surface Engineering and Applied Electrochemistry*. 2015. Vol. 51 (6). Pp. 581-588.

Надійшла 28.02.2020  
Остаточний варіант 19.04.2020

**ERROR OF MEASURING ELECTROLYTIC CONDUCTIVITY BY A CELL (JONES TYPE)  
DUE TO RADIAL DISPLACEMENT OF ITS PARTS AFTER ASSEMBLING****D.V. Meleshchuk****Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
Pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: [mdim@meta.ua](mailto:mdim@meta.ua)**

*The article describes the error in measuring the electrolytic conductivity of solutions using a differential electrolytic cell (with a removable central part), due to inaccurate assembling of its design. It appears when additional resistance of the test sample is formed after changing the current path in the solution in the presence of displacements between the parallel longitudinal axes of the connected parts of the cell. This resistance is similar to the constriction resistance defined in the theory of fixed electrical contacts. To take it into account when determining the required error, a parameter (the constriction coefficient) is introduced that characterizes the degree of constriction of the electric current lines at the joint of two parts of the cell. To evaluate the components of the error in the conductivity measurement, computer simulation of electrolytic cells and the finite element method were used. Expressions are obtained for determining the errors in measuring the electrolytic conductivity of solutions and cell resistance in the presence of radial displacement of parts of the cell after assembling. Using the finite element method, the dependences of the constriction coefficients on the radial displacement at the joints for cell models with different tube diameters are obtained. Also, the errors of measuring the resistance of cell models of different sizes are calculated. To evaluate the measurement error of electrolytic conductivity that can occur when using a specific measuring cell, the proposed expressions and the obtained dependences for the constriction coefficient can be used. Studies of cell models have shown that the error due to inaccurate assembling of differential cells can reach significant values (of the order of 0.01%) in the presence of radial displacements at the level of tens of  $\mu\text{m}$ . References 4, figures 4.*

**Key words:** differential cell, radial displacement, solution, electrolytic conductivity, error, computer model, resistance.

**Introduction.** Electrolytic conductivity measurement is widely used to evaluate the degree of ionization of aqueous solutions. For accurate measurements of the electrolytic conductivity of solutions, a contact measurement method is used. According to this method, the electrical resistance of a solution sample is measured using a measuring cell. The cell provides a fixation of the shape of the test sample, a determination of its geometric dimensions, the supply and reception of measuring electrical signals. The measured resistance of the cell is theoretically strictly related to the geometric dimensions of the cell and the electrolytic conductivity of the sample solution. At the same time, various factors influence the accuracy of measuring the cell resistance. The main ones are associated with a number of parasitic phenomena that occur in the zone of contact of the solution with the measuring electrodes when an electrical signal is applied [1]. To eliminate the influence of these near-electrode processes on the accuracy of measuring the conductivity of solutions, two-electrode differential cells are widely used. The metrological centers of many countries use differential reference cells with a removable central part (Jones type) [1]. A differential cell of this type consists of three parts. Two identical half-cells contain fixed platinum electrodes and tubes for filling the cell with a solution. The third part of the cell (central) can be inserted and removed between two half-cells. It is a precision machined tube. The created differential cells in the leading world metrological centers are used to measure the electrolytic conductivity of solutions in the range of 0.001 S/m – 10 S/m. The extended measurement uncertainty lies in the range of 0.5% – 0.03% [1]. The main disadvantages of this type of differential cell are differences in the geometry of the solution column and possible contamination after each assembling of the cell.

The method for measuring the electrolytic conductivity of a solution using a differential cell of this type involves two measurements of the resistance between the electrodes of the cell. One measurement of resistance is carried out in the presence of the central part of the cell, and the second after its removal. The difference in the measured resistances depends on the geometric dimensions of the removable central part and is used to determine the electrolytic conductivity of the solution ( $k$ ) according to the expression

$$R_w - R_{w0} = \rho l / A = K_{\text{Cell}} / k, \quad (1)$$

where  $R_w$ ,  $R_{w0}$  are cell resistances with and without the central part;  $l$  and  $A$  are the length and cross-sectional area of the central part of the cell;  $\rho$  is the resistivity of the solution;  $K_{\text{Cell}} = l/A$  is the constant of the central part of the cell (called the cell constant).

When assembling parts of the cell (with and without the central part), there may be a radial displacement of its parts at their joint (i.e., the distance between the parallel longitudinal axes of the parts). Obviously, this will result in a decrease in the cross-sectional area of the conductive medium in the joint plane and a change in the path of the electric current inside the cell. These effects will lead to an increase in the resistance measured between the electrodes of the cell, compared with the resistance of the same cell at the most accurate assembling.

The purpose of the article is to evaluate the component of the error in measuring the electrolytic conductivity of solutions using a cell (Jones type), which will appear in the presence of radial displacements of parts of the cell after assembling.

**Cell resistance measurement error.** In the presence of radial displacements, the measured cell resistances with and without a central part ( $R_{mw}$  and  $R_{mw0}$ ) will differ from the desired values ( $R_w$  and  $R_{w0}$  – resistance in the absence of displacements) by a certain amount ( $\Delta R$ ). Obviously, the value of  $\Delta R$  in each case will depend on the values of the displacements ( $b$ ) of the parts of the assembled cell. The measured cell resistances will be determined by the expressions

$$R_{mw}(b_1, b_2) = R_w + \Delta R_{w1}(b_1) + \Delta R_{w2}(b_2) = R_w(1 + \delta_{w1} + \delta_{w2}) = R_w(1 + \delta_w), \quad (2)$$

$$R_{mw0}(b_3) = R_{w0} + \Delta R_{w0}(b_3) = R_{w0}(1 + \delta_{w0}), \quad (3)$$

where  $\Delta R_{w1}$ ,  $\Delta R_{w2}$ ,  $\Delta R_{w0}$  are the additional cell resistances due to the presence of radial displacements at the joints (between half-cells and the middle part, half-cells without the middle part);  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $b_3$  are the values of the corresponding radial displacements;  $\delta_w = \delta_{w1} + \delta_{w2}$ ,  $\delta_{w0}$  are the corresponding errors in the measurement of cell resistances (with and without removable part).

The additional resistance of the cell in the presence of radial displacements of its parts can be compared with the "constriction resistance", which is defined in the results of the study of the resistance of a stationary electrical contact [2]. It says that the electric current lines should be constricted together, passing through the limited areas of the apparent contact surface, that causes an increase in resistance compared with the case of full conductivity. This increase in resistance is constriction resistance. An accurate calculation of the constriction resistance is very difficult even for idealized, symmetrical contacts.

In [2], "constriction areas" are called contact areas where, due to the smallness of the contact spots, the current lines are significantly curved. These areas in cylindrical conductors depend on the ratio of the radii of the contacts and the contact spot between them. As a rule, the actual area of electrical contact is much smaller than the area of the apparent contact surface. In the case of an electrolytic cell, the difference in similar areas is extremely small. It is determined by the very small radial displacement of the parts of the cell, which can occur during the next assembling. Given the geometric dimensions of real electrolytic cells with a removable central part [3, 4], it is obvious that the possible displacement is much smaller than the radius of the cell tubes. It can be assumed that the constriction areas in the connected parts of the cell will be small. They depend on the magnitude of the displacement and the radius of the cell tubes.

In the studies performed by the author, computer simulation was used to evaluate the magnitude of the constriction resistance in the areas of the joint of the cell parts (in the presence of radial displacement) and the corresponding error in measuring the cell resistance. The constriction area near one joint in the cell with the solution was investigated using a model to connecting two parts of the cell (two tubes with a solution) of different lengths and diameters. The value of the constriction resistance ( $\Delta R_s$ ) was calculated as the difference between the model's resistances in the presence of displacement ( $R_b$ ) and without it ( $R_0$ ), which were determined by the finite element method. The calculation results showed that the length of the constriction area in each of the connected cell parts can be considered (as applied to these studies) less than cell tube radius ( $r$ ) at  $b \ll r$ .

As for electrical contacts, the constriction resistance in the electrolytic cell is proportional to the specific resistance of the solution. For further calculations, a parameter  $K_s$  (called the constriction coefficient) is used, which characterizes the degree of constriction of electric current lines in the area of one joint of the cell parts

$$K_s = (R_b - R_0) \rho^{-1} = \Delta R_s k. \quad (4)$$

Further, it can be assumed (based on an evaluation of  $\Delta R_s$ , actual cell sizes and possible radial displacements of cell parts) that the constriction coefficient of each cell joint depends only on the geometric dimensions of the joint and does not depend on the distance to the other joint and electrodes (this assumption will be verified).

Thus, the relative errors of measuring the resistance of the cell with and without the central part, due to the presence of radial displacements of the cell parts, according to (2–4), will be determined by the expressions

$$\delta_w = \delta_{w1} + \delta_{w2} = \frac{\Delta R_{w1} + \Delta R_{w2}}{R_w} = \frac{\rho(K_{sw1} + K_{sw2})}{\rho K_w} = \frac{K_{sw1}}{K_w} + \frac{K_{sw2}}{K_w}, \quad (5)$$

$$\delta_{wo} = \frac{\Delta R_{wo}}{R_{wo}} = \frac{\rho K_{swo}}{\rho K_{wo}} = \frac{K_{swo}}{K_{wo}}, \quad (6)$$

where  $K_{sw1}$ ,  $K_{sw2}$ ,  $K_{swo}$  are the constriction coefficients for two joints in the cell with the central part and one joint in the cell without the central part;  $K_w = kR_w$ ,  $K_{wo} = kR_{wo}$  are the cell constants with and without the central part.

**Calculation results.** To evaluate the constriction coefficient of one joint in a cell, the finite element method was used. The dependences  $K_s(b)$  were obtained for cell joint models with different internal radii of the tubes (5 mm, 7.5 mm, and 10 mm). The results were shown in Fig. 1 and Fig. 2 (the lengths of the connected tubes are equal to their inner radius).

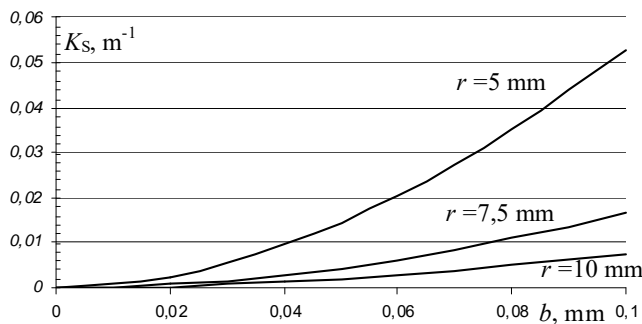


Fig. 1

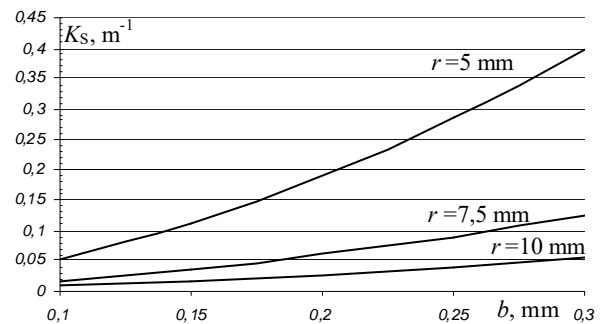


Fig. 2

The dependences  $K_s(b)$  were calculated for various lengths of the cell parts forming the joint. The relative difference in the  $K_s$  values obtained with the length of the cell parts equal to the tube radius ( $r$ ) and equal to  $10r$  did not exceed several percent. Therefore, it can be assumed that each joint in the cell is characterized by its constriction coefficient, which depends on the radius of the tube ( $r$ ) and the magnitude of the displacement ( $b$ ).

To confirm the possibility of using formulas (5), (6) for evaluating the investigated error in measuring the cell resistance, the dependences  $\delta_w(b) = \delta_{w1}(b_1) + \delta_{w2}(b_2)$  for cell models with different sizes were calculated by the finite element method. The case of identical displacements ( $b_1 = b_2$ ) of the central part of the cell relative to the side parts was considered. In Fig. 3 and Fig. 4 show graphs of such dependences for two cell models with an inner radius of 5 mm ( $l = 80$  mm,  $K_{cell} \approx 1000$  m<sup>-1</sup>) and 7.5 mm ( $l = 10$  mm,  $K_{cell} \approx 55$  m<sup>-1</sup>) for different values of the cell constant with central part ( $K_w$ ).

Also, similar dependencies of errors are calculated by the formula (5), taking into account the previously determined values for ( $K_s$ ). The relative difference in the values of the errors obtained in both

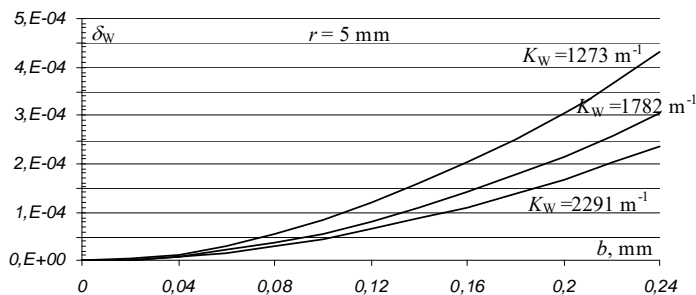


Fig. 3

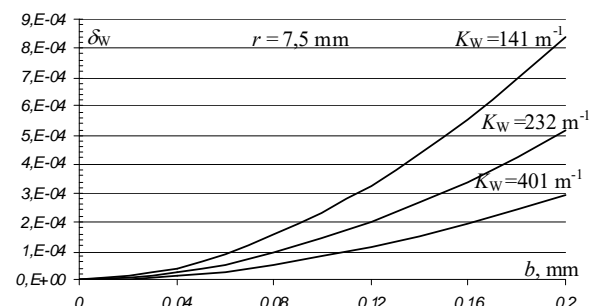


Fig. 4

cases does not exceed two percent. Therefore, in the presence of various displacements at the joints during the assembling of a cell of three or two parts, the calculation of the desired error can be carried out using formulas (5), (6) and the obtained dependences  $K_S(b)$  for a certain radius of the cell tubes.

Studies show that the error in measuring the cell resistance (due to radial displacement of cell parts) is approximately proportional to the square of the displacement at the joint. Also, it is inversely proportional to the constant of the assembled cell. For a cell of three parts, the value of the error in the measurement of resistance can reach a significant value (of the order of  $10^{-4}$ ) in the presence of sufficiently large displacements (more than 0.05 mm) at both joints.

**Measurement error of electrolytic conductivity.** The considered errors in measuring the cell resistances will lead to the appearance of a corresponding additional error ( $\delta_k$ ) in determining the electrolytic conductivity of the solution. From (1), taking into account the expressions for the measured resistances of the cell (2), (3), the expression for electrolytic conductivity is

$$k = \frac{K_{\text{Cell}}}{R_{\text{mW}} - R_{\text{mWO}}} = \frac{K_{\text{Cell}}}{R_{\text{W}} - R_{\text{WO}}} (1 - \delta_k) = \frac{K_{\text{Cell}}}{R_{\text{W}} - R_{\text{WO}}} \left(1 - \frac{R_{\text{W}}\delta_{\text{W}} - R_{\text{WO}}\delta_{\text{WO}}}{R_{\text{W}}(1 + \delta_{\text{W}}) - R_{\text{WO}}(1 + \delta_{\text{WO}})}\right). \quad (7)$$

Considering that the errors  $\delta_{\text{W}}$ ,  $\delta_{\text{WO}}$  are much less than unity, an approximate expression for the errors  $\delta_k$  is

$$\delta_k \approx \frac{\delta_{\text{W}} - \delta_{\text{WO}}K_{\text{WO}}/K_{\text{W}}}{1 - K_{\text{WO}}/K_{\text{W}}} = (\delta_{\text{W}} - \delta_{\text{WO}}K_{\text{WO}}/K_{\text{W}}) \times \frac{K_{\text{W}}}{K_{\text{Cell}}}. \quad (8)$$

Since  $K_{\text{W}}/K_{\text{Cell}} > 1$ , the investigated error in determining the electrolytic conductivity of the solution (8) using the differential cell can reach a value that will be greater than the error in measuring the resistance of the cell with the central part  $\delta_{\text{W}}$  (at  $\delta_{\text{WO}} = 0$ ).

**Conclusions.** The presence of radial displacements of the parts of the differential electrolytic cell (Jones type) after assembling leads to the appearance of an additional component of the error in measuring the cell resistance, which depends on the geometric dimensions of the cell and the magnitude of the displacements. It must be taken into account when determining the electrolytic conductivity of a sample of a solution.

For each joint in the cell, a "constriction coefficient" can be determined, that characterizes the constriction of the lines of electric current in the area of the cell joint. It depends on the radius of the cell tube and the magnitude of the radial displacement of the parts of the cell at the joint. Using computer simulation by the finite element method, the dependences of this coefficient on the displacement value for the joints of real cells are obtained.

To evaluate the investigated error in measuring the electrolytic conductivity of a particular cell, the expressions obtained in this work can be used. In this case, information on the cell constants (assembled from two and three parts) and the obtained dependences of the constriction coefficient on the magnitude of the radial displacement are needed.

The calculations show that the considered error in measuring the cell resistance can reach significant values (of the order of 0.01%) with radial displacements at the level of tens of  $\mu\text{m}$ . At the same time, the error in determining the electrolytic conductivity of the solution can be several times larger.

*The work was performed within the departmental theme "Development of scientific bases for improving the accuracy of conductometric measurements with reference two-electrode cells (code: Dipole-2). Program code of classification of expenses «6541030».*

1. Brinkmann F., Ebbe Dam N., Deák E., Durbiano F., Ferrara E., Fükö J., Jensen H.D., Máriássy M., Shreiner R.H., Spitzer P., Sudmeier U., Surdu M., Vyskočil L. Primary methods for the measurement of electrolytic conductivity. *Accred Qual Assur.* 2003. No 8. Pp. 346-353.
2. Holm R. Electric contacts Handbook. Berlin: Springer-Verlag, 1958. 522 pp.
3. Wu Y.C., Koch W.F., Pratt K.W. Proposed new electrolytic conductivity primary standards for KCL solutions. *Journal of research of NIST.* 1991. Vol. 96. Pp. 191-201.
4. Orrù E. Traceability of electrolytic conductivity measurements for ultra pure water. Doctoral thesis, Politecnico di Torino. Giugno. 2014. 144 pp. URL: <http://porto.polito.it/2553145/> (accessed 15.12.2019)

УДК 621.3.08

**ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРОЛИТИЧЕСКОЙ ПРОВОДИМОСТИ ЯЧЕЙКОЙ (JONES TYPE), ОБУСЛОВЛЕННАЯ РАДИАЛЬНЫМ СМЕЩЕНИЕМ ЕЕ ЧАСТЕЙ ПОСЛЕ СБОРКИ**

Д.В. Мелешук, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.

E-mail: [mdim@meta.ua](mailto:mdim@meta.ua)

*В статье описана погрешность измерения электролитической проводимости растворов с помощью дифференциальной кондуктометрической ячейки (со съёмной центральной частью), обусловленная неточностью сборки ее конструкции. Она появляется при образовании дополнительного сопротивления исследуемого образца после изменения пути протекания тока в растворе при наличии смещений между параллельными продольными осями соединяемых частей ячейки. Это сопротивление аналогично сопротивлению стягивания, определенному в теории неподвижных электрических контактов. Для его учета при определении искомой погрешности введен параметр (коэффициент стягивания), который характеризует степень стягивания линий электрического тока в области стыка двух частей ячейки. Для количественной оценки составляющих погрешности измерения электропроводности использовалось компьютерное моделирование электролитических ячеек и метод конечных элементов. Получены выражения для определения погрешностей измерения электролитической проводимости растворов и сопротивления ячейки при наличии радиального смещения частей ячейки после сборки. Методом конечных элементов получены зависимости коэффициентов стягивания от величины радиального смещения на стыках для моделей ячеек с различным диаметром трубок. Проведены расчеты погрешностей измерения сопротивления моделей ячеек разных размеров. Для оценки погрешности измерения электролитической проводимости, которая может возникнуть при использовании конкретной измерительной ячейки, можно воспользоваться предложенными выражениями и полученными зависимостями для коэффициента стягивания. Исследования моделей ячеек показали, что погрешность, обусловленная неточностью сборки дифференциальных ячеек, может достигать существенных значений (порядка 0,01%) при наличии радиальных смещений на уровне десятков мкм. Библ. 4, рис. 4.*

**Ключевые слова:** дифференциальная ячейка, радиальное смещение, раствор, электролитическая проводимость, погрешность, компьютерная модель, сопротивление.

УДК 621.3.08

**ПОХИБКА ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕКТРОЛІТИЧНОЇ ПРОВІДНОСТІ КОМІРКОЮ (JONES TYPE), ОБУМОВЛЕНА РАДІАЛЬНИМ ЗСУВОМ МІЖ ЇЇ ЧАСТИНАМИ ПІСЛЯ ЗБІРКИ**

Д.В. Мелешук, канд. техн. наук

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

E-mail: [mdim@meta.ua](mailto:mdim@meta.ua)

*Описано похибку вимірювання електролітичної провідності розчинів за допомогою диференціальної кондуктометричної комірки (із з'ємною центральною частиною), обумовлену неточністю збірки її конструкції. Вона з'являється за утворення додаткового опору досліджуваного зразка після зміни шляху протікання струму в розчині у разі наявності зсувів між паралельними поздовжніми осями з'єднувальних частин комірки. Цей опір аналогічний опору стягування, визначеному в теорії нерухомих електричних контактів. Для його врахування під час визначення шуканої похибки введеної параметр (коефіцієнт стягування), який характеризує ступінь стягування ліній електричного струму в області стику двох частин комірки. Задля оцінки складових похибки вимірювання електропровідності використовувалося комп'ютерне моделювання електролітичних комірок і метод кінцевих елементів. Отримано вирази для визначення похибок вимірювання електролітичної провідності розчинів і опору комірки у разі наявності радіального зміщення частин комірки після складання. Методом кінцевих елементів отримано залежності коефіцієнтів стягування від величини радіального зміщення на стику для моделей комірок з різним діаметром трубок. Проведено розрахунки похибок вимірювання опору моделей комірок різних розмірів. Задля оцінки похибки вимірювання електролітичної провідності, яка може виникнути у разі використання конкретної вимірювальної комірки, можна скористатися запропонованими виразами і отриманими залежностями для коефіцієнта стягування. Дослідження моделей комірок показали, що похибка, обумовлена неточністю збірки диференціальних комірок, може досягати істотних значень (близько 0,01%) за наявності радіальних зсувів на рівні десятків мкм. Бібл. 4, рис. 4.*

Бібл. 4, рис. 4.

**Ключові слова:** диференціальна комірка, радіальний зсув, розчин, електролітична провідність, похибка, комп'ютерна модель, опір.

Надійшла 06.02.2020  
Остаточний варіант 14.06.2020