



ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

ISSN 1607-7970
E-ISSN 2218-1903

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

№ 2
2022

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*		EDITORIAL BOARD*	
Кириленко О.В.,	головний редактор, академік НАН України	Kyrylenko O.V.	Editor-in-Chief, Member of N.A.S.Ukraine
Шидловський А.К.	академік НАН України	Shydlovskiy A.K.	Member of NAS Ukraine
Буткевич О.Ф.	заступник головного редактора, професор	Butkevych O.F.,	Deputy Editor-in-Chief, Professor
Волков І.В.	член-кор. НАН України	Volkov I.V.	Corresponding Member of NAS Ukraine
Жаркін А.Ф.	академік НАН України	Zharkin A.F.	Member of NAS Ukraine
Кенсницький О.Г.	д-р техн.наук	Kensitskiy O.H.	Dr.Sc. (Eng.)
Кондратенко І.П.	член-кор. НАН України	Kondratenko I.P.	Corresponding Member of NAS Ukraine
Кузнецов В.Г.	член-кор. НАН України,	Kuznetsov V.H.	Corresponding Member of NAS Ukraine
Липківський К.О.	заступник головного редактора, професор	Lypkivskiy K.O.	Deputy Editor-in-Chief, Professor
Мазуренко Л.І.	професор	Mazurenko L.I.,	Professor
Мислович М.В.	професор	Myslovych M.V.	Professor
Михальський В.М.	член-кор. НАН України	Mykhaskiy V.M.	Corresponding Member of NAS Ukraine
Стогній Б.С.	академік НАН України	Stohnii B.S.,	Member of NAS Ukraine
Шаповал І.А.	докт.техн.наук	Shapoval I.A.	Dr.Sc. (Eng.)
Шидловська Н.А.	член-кор. НАН України	Shydlovska N.A.	Corresponding Member of NAS Ukraine
Щерба А.А.	член-кор. НАН України	Shcherba A.A.	Corresponding Member of NAS Ukraine
Юрченко О.М.	д-р техн.наук	Yurchenko O.M.	Dr.Sc. (Eng.)
Городжа Л.В.	відповідальний секретар, канд.техн.наук	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.Yu. 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 Renewable Energy of NAS Ukraine, Kyiv
Rozov V.Yu. Corresponding Member of NAS Ukraine, State Institution "Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS Ukraine, Kharkiv
Rossi K. Professor, The University of Bologna, Italy
Sokol Ye.I. Corresponding Member of NAS Ukraine, National Technical University "Kharkiv Polytechnical Institute", Ukraine, Kharkiv
Stakhiv P.H. Professor, National University "Lviv Polytechnica", Ukraine, Lviv
Strzelecki R., Professor, Gdansk University of Technology, Poland

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

Адреса редакції:

03057, м. Київ, проспект Перемоги, 56,
 Інститут електродинаміки НАН України.
 Тел. (044) 366 26 57. Email: ted@ied.org.ua

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

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

SHCHERBA A.A., SUPRUNOVSKA N.I., SHCHERBA M.A. Features of the formation of multi-channel pulse currents and fast-migrating electric sparks in the layer of current-conducting granules of electric-discharge installations3

Перетворення параметрів електричної енергії

ARTEMENKO M.Yu., CHOPYK V.V., MIKHALSKY V.M., SHAPOVAL I.A., POLISHCHUK S.Y. The unbalance power identification in the three-phase four-wire power supply system for the needs of its distributed compensation.....12

ЛИПКІВСЬКИЙ К.О., МОЖАРОВСЬКИЙ А.Г. Особливості декомпозиції багаторівневих випрямлячів за умови заданого обмеження діапазону регулювання вихідної напруги21

ЗУБКОВ І.С., ГУЦАЛЮК В.Я., ЮРЧЕНКО О.М. Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти резонансного інвертора напруги27

МАКАРЕНКО V.V., PILINSKY V.V., GURIN V.K. The DC-DC converters EMI filters calculation method using LTspice35

Електромеханічне перетворення енергії

РАЩЕПКІН А.П., КОНДРАТЕНКО І.П., КАРЛОВ О.М., КРИЩУК Р.С. Метод розрахунку електромагнітного поля спіралеподібної індукційної системи для магнітоімпульсного оброблення немагнітних металевих смуг з феромагнітним екраном.....43

РОРОВОУСН О.М., GOLOVAN I.V. Complex design tools for improvement of electromechanical systems with induction motors52

Електроенергетичні системи та установки

БЛІНОВ І.В., ТРАЧ І.В., ПАРУС Є.В., ДЕРЕВ'ЯНКО Д.Г., ХОМЕНКО В.М. Регулювання напруги та реактивної потужності в розподільних електричних мережах шляхом використання розосереджених відновлюваних джерел енергії60

БУРАТИНСЬКИЙ І.М. Техніко-економічна оцінка використання системи акумулювання для стабілізації роботи сонячної електростанції70

Як оформити передплату на журнал «технічна електродинаміка»?80

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

SHCHERBA A.A., SUPRUNOVSKA N.I., SHCHERBA M.A. Features of the formation of multi-channel pulse currents and fast-migrating electric sparks in the layer of current-conducting granules of electric-discharge installations3

Conversion of electric energy parameters

ARTEMENKO M.Yu., CHOPYK V.V., MIKHALSKY V.M., SHAPOVAL I.A., POLISHCHUK S.Y. The unbalance power identification in the three-phase four-wire power supply system for the needs of its distributed compensation.....12
LYPKIVSKYI K.O., MOZHAROVSKYI A.G. Features of decomposition of multi-level rectifiers under conditions of the specific limit of the range of output voltage regulation.....21
ZUBKOV I.S., HUTSALIUK V.Ya., YURCHENKO O.M. Digital phase-locked loop system of resonance voltage inverter.....27
MAKARENKO V.V., PILINSKY V.V., GURIN V.K. The DC-DC converters EMI filters calculation method using LTspice35

Electromechanical energy conversion

RASCHEPKIN A.P., KONDRATENKO I.P., KARLOV O.M., KRYSHCHUK R.S. A method for calculating electromagnetic field of a spiral type induction system for magnetopulse processing of non-magnetic metal strips with a ferromagnetic shield43
POPOVYCH O.M., GOLOVAN I.V. Complex design tools for improvement of electromechanical systems with induction motors52

Electric power systems and installations

BLINOV I., TRACHI, PARUS Ye., DEREVIANKO D., KHOMENKO V. Voltage and reactive power regulation in distribution networks by the means of distributed renewable energy sources60
BURATYNSKYI I.M. Technical and economic evaluation of energy storage system use electricity for stabilization of solar power plant operation70

How to make a subscription to the magazine "Technical Electrodynamics"? 80

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

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 2 від 14.03.2022 р. Включено до Переліку наукових фахових видань України 24.05.2018, категорія «А».
Підписано до друку 18.03.2022. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 9,8. Тираж 190 прим.
Зам. 20. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

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

FEATURES OF THE FORMATION OF MULTI-CHANNEL PULSE CURRENTS AND FAST-MIGRATING ELECTRIC SPARKS IN THE LAYER OF CURRENT-CONDUCTING GRANULES OF ELECTRIC-DISCHARGE INSTALLATIONSA.A. Shcherba^{1*}, N.I. Suprunovska^{1**}, M.A. Shcherba^{2***}¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine,
e-mail: jednat1@gmail.com² NTUU "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
Pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine,
e-mail: m.shcherba@gmail.com

The paper reveals the electro-physical features of the formation of multi-channel pulse currents and fast-migrating electric sparks in the layer of current-conductive granules of electric-discharge installations (EDIs) with reservoir capacitors. Such features make it possible to increase many times the productivity of the electric-spark dispersion of metal granules during single discharge current of reservoir capacitors, which flows between the electrodes of EDIs. Theoretical substantiation and experimental confirmation of multi-channel spark discharges in the layer of conductive granules are presented. The influence of the capacitance and charge voltage of reservoir capacitors on the nature of transient processes in the discharge circuit of the EDIs is investigated. The dependence of the effective value of the active load resistance of the EDIs on the value of the pre-charge voltage of its reservoir capacitors and the value of its capacitances has been experimentally determined. It is proved that an increase in the averaged Q-factor of the discharge circuit with an increase in the charge voltage of the capacitor bank of EDI is caused by a decrease in the effective value of the active resistance of the layer of metal granules when spark-generating discharge currents flow through it. References 21, Figures 6.

Key words: pulse current, electric-spark discharge, electric discharge installation, capacitive energy storage, metal granular layer, electric-spark dispersion.

The main feature of electric-discharge installations (EDIs) with reservoir capacitors is the ability not only to accumulate, store and strictly dose the transmission of electric power from the supply network to the technological load, but also to realize the largest pulse currents and short-term powers in it in comparison with other energy storage devices [1–6]. For a long time, EDIs were created to generate low-voltage (voltage up to 1 kV) [2–4, 6] or high-voltage (voltage up to 50 kV) [1, 5] discharge pulses that form large pulse currents in the interelectrode gaps (IEGs) filled only with the dielectric liquid. During the discharge of EDIs capacitors, the pulsed currents arose, which formed short-term single-channel electroplasma formations [4] with a temperature of the order of 10 thousand ⁰K [6] in the liquid between the electrodes.

Using low-voltage EDIs, it became possible to realize an electrophysical phenomenon, which was called electrical discharge machining of metals [3, 4] and which began to be used for precision electric erosion machining of metal products (in general, conductive ones) of the highest strength and refractoriness [2–4]. The use of high-voltage EDIs, in capacitors of which accumulated electricity up to 10⁵ J, made it possible to realize the phenomenon known as the high-voltage electrohydraulic effect [5]. This effect arises in the liquid between the electrodes during the formation of an electroplasma channel, which expands at a supersonic speed and with a very rapid release of electric power and a shock increase in pressure. In order to increase the intensity of electrohydraulic phenomena in high voltage EDIs, the exothermic solid and liquid dispersed additives are used [7]. Improvement of high-voltage EDIs made it possible to implement highly

© Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A., 2022
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-0200-369X> ;** <https://orcid.org/0000-0001-7499-9142> ;
*** <https://orcid.org/0000-0001-6616-4567>

efficient electro-hydraulic technologies for restoration of pre-wellbore zones of oil and water wells, cleaning of metal castings weighing from 100 g to 200 tons, destruction of large-sized granite and concrete structures, crushing of porcelain, glass and other very strong (but non-plastic) products, industrial waste etc.

It was also substantiated that electric-spark machining can be a promising method for dispersion of the refractory, superhard and ductile metals, alloys and composites to obtain micro- and nanoparticles with unique operational properties [3, 6, 8]. This method allows to obtain powder micro- and nanostructured magnetic materials with shape memory [9], dispersion-strengthened refractory alloys [10, 11], surface active hydroxides, oxides, carbides, and nitrides [8–11]. The possibility of processing industrial metal waste into highly dispersed powders with a highly developed active surface increased the relevance of this line of research. However, the formation of single-channel spark-discharge processes in IEG of electric discharge installations did not allow increasing the productivity of producing electric-eroded powders to the volumes required for the development of industrial technologies, despite an increase in IEG length and increasing the voltage of discharge pulses to 20 kV [8].

The problem was solved after the development of design principles of semiconductor EDIs and stabilization their modes, which ensure the formation and adaptive regulation of dynamic processes of fast-migrating electric sparks in a layer of contacting metal granules in an IEG filled with a flowing dielectric liquid [12]. Stochastic change in EDIs electrical resistance [13, 14] was taken into account by purposeful pulse-to-pulse regulation of charge and discharge voltages across EDIs capacitors [15], taking into account the energy losses in their electrical circuits [16]. The effect of the duration of the discharge pulses [17], as well as the influence of the nonlinear characteristics of the electrical resistance of the load on the energy efficiency of the EDIs can be reduced by using supercapacitors [18] (the capacity of which increases with increasing voltage between their plates [19]) in EDIs circuits. In [20], it was substantiated the efficiency of regulation of the volume of the electric-spark plasma in the IEG, which allows changing both the value of the IEG electric resistance and the productivity of the electric-spark dispersion of metals.

At the same time, the work [9] proved the need for additional experimental studies of the distinctive features of the formation of pulsed currents in the layer of metal granules, as well as determining the regularities of the implementation of the conditions for their high-performance spark-erosion dispersion. It was also pointed out that it was necessary to substantiate the influence of the electrical characteristics of the discharge pulses on the features of the electric-spark erosion of the granular layer, the stability and energy efficiency of the realized spark erosion dispersion processes.

Therefore, **the aim** of this study is to clarify the features and regularities of the formation of discharge-pulse currents and fast-migrating electric sparks in a layer of metal granules and to establish the influence of the electrical characteristics of discharge pulses and technological load on energy efficiency, stability of modes and productivity of volumetric electric-spark dispersion (VESD) of a layer of conductive granules in the IFG of EDI.

To achieve this aim, we have developed a laboratory EDI. The structural diagram this EDI is shown in Fig. 1. Its main elements were: a discharge pulse former (DPF), containing an intermediate capacitive energy storage (CES) and a semiconductor discharge switch;

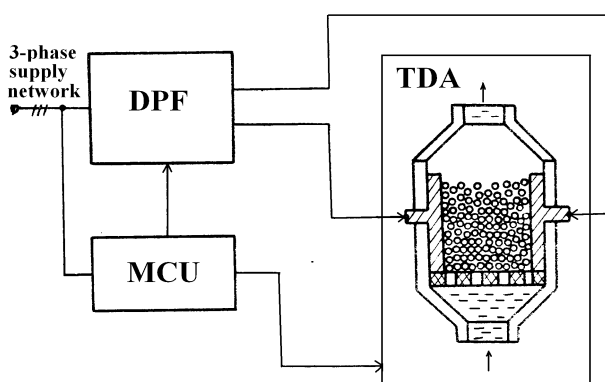


Fig. 1

a technological dispersion apparatus (TDA), the IEG of which was filled with a layer of conductive granules and a flowing dielectric liquid, as well as a mode control unit (MCU) for both DPF and TDA.

When developing DPF, TDA and MCU, it was necessary to take into account that the electrical resistance of the layer of conductive granules during the flow of a single pulse current of the CES discharge can change stochastically over a wide range [12–14]. Therefore, one of the tasks in the development of industrial EDIs was to identify and use the dependencies between the functional characteristics of the DPF and TDA, which made it possible to im-

plement the optimal electrical and technological modes of the entire installation.

To realize high performance of EDIs, the power supply of the TDA was carried out in such a way that the spark erosion processes occurred simultaneously on the largest possible number of metal granules.

Preliminary studies have shown that the voltage drop across one spark-erosive contact between conductive metal granules is usually 15–30 V, while when multi-channel spark-discharge currents are formed in the granular layer, the voltage drop between the electrodes in IEG increases to hundreds of volts [12]. This fact predetermined the advisability of increasing the voltage at the DPF output to several hundred volts.

Assessment of the main characteristics, as well as the energy and technological modes of the EDI was of great importance for the study. For efficient electric spark dispersion of a layer of granules, it is necessary that the supply of energy from the DPF to the zones of electrical contacts between the granules is carried out faster than the removal of heat from them. The simultaneous supply of electric energy to many zones of possible dispersion of metal granules predetermined the need to obtain rate of current rise up to 500 A/ μ s in the DPF output circuits at current amplitudes of hundreds and thousands of amperes.

The semiconductor DPF with a bank of reservoir capacitors with a total capacity of 15 mF, which were charged up to a voltage of 300 V, was made to carry out experimental studies. A high-speed thyristor ТБ 353-1000, which can withstand voltages up to 1600 V and surge currents up to 10 kA at a rate of their rise up to 1 kA/ μ s, was used as a switch of discharge currents in the DPF. The interelectrode gap in the TDA was filled with tap water and a layer of touching aluminum granules up to 80 mm high. The IEG length was about 40 mm, and the electrodes width was 60 mm.

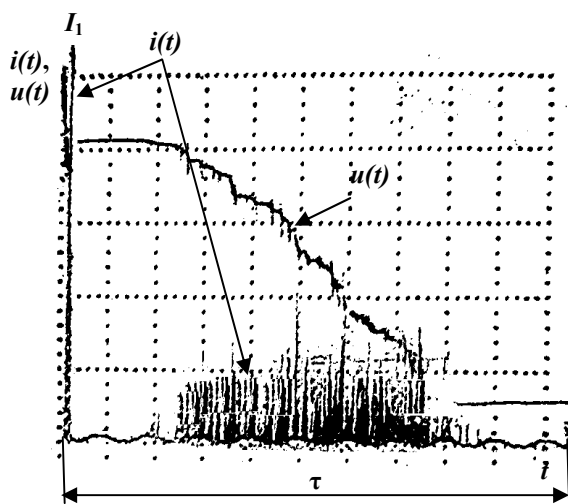


Fig. 2

Fig. 2 shows the time variation of the voltage $u(t)$ between the IEG electrodes and the current $i(t)$ in the layer of aluminum granules for the discharge of the DPF capacitors pre-charged up to a voltage of 300 V. The discharge duration is up to 180 ms. The inductance of the discharge circuit was about 1.5 μ H, the value of scale divisions on the oscillograms for voltage, current and time were 75 V/div, 400 A/div, and 15 ms/div.

An analysis of changes in the total discharge current $i(t)$ between the electrodes of the IEG showed that after the first current pulse $I_1 > 2$ kA with a duration of less than 3 ms, a currentless pause with a duration of more than 40 ms is observed, and then discharge currents with a much lower amplitude (in comparison with the first current pulse I_1) and having deep amplitude modulation are observed.

These results showed the possibility of the appearance of large currents and electrohydraulic phenomena in the IEGD during the discharge of a large-capacity CES, which is pre-charged to low voltages (300 V), i.e. pre-charge up to high (several tens of kV) voltages is not required. Such currents can create electrohydraulic phenomena of prolonged rupture of contacts of granules with electrodes and rather long-continued (more than 40 ms) currentless pauses, and then even more long-duration currents of low amplitudes.

That is why, we have concluded about the energy and technological appropriateness of forming high-frequency discharge currents of shorter duration (on the order of several and tens of microseconds) with an controlled relative pulse duration of pulse currents in a layer of metal granules.

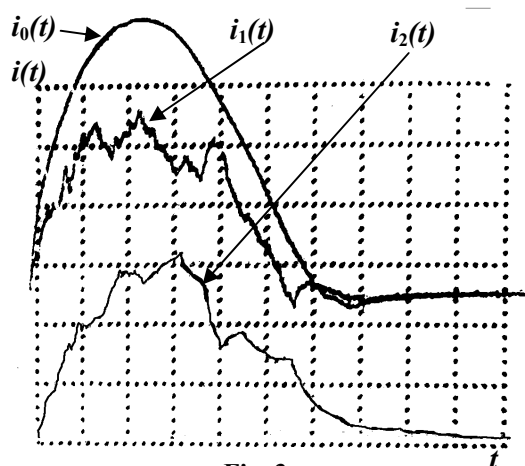


Fig. 3

But there was a question about the possibility of the formation of multi-channel discharge-pulse currents and fast-migrating electric spark phenomena in such a layer of granules.

The possibility of realizing such currents and phenomena was experimentally confirmed by studies in the discharge of one storage capacitor with a capacity of 200 μ F, pre-charged to a voltage of 500 V, into two parallel-connected IEGs filled with a layer of contacting aluminum granules and water.

There are the oscillograms of currents $i_1(t)$ and $i_2(t)$ arising between the electrodes of the first IEG and the second IEG, as well as the resulting current $i_0(t) = i_1(t) + i_2(t)$ in the common part of the discharge circuits of both IEGs during the

above-mentioned discharge of the 200 μF capacitor, in Fig. 3. The value of scale divisions for current and time is 850 A/div and 10 $\mu\text{s}/\text{div}$.

It should be noted that a decrease in the current $i_1(t)$ in the first IEG causes an increase in the current $i_2(t)$ in the second IEG, and vice versa, which is natural when the electrical resistance of one of the two electrical circuits connected in parallel to one voltage source changes.

Therefore, the currents $i_1(t)$ and $i_2(t)$, which flow in parallel electrical circuits between two pairs of electrodes, are mutually dependent currents and they have a serrated shape. At the same time, their total pulse current, which is represented by the oscillogram $i_0(t)$, has a shape well smoothed by the inductance of the common part of the discharge circuit of the DPF capacitor. Such shape is typical for all DPF discharge currents, if the capacitance and charge voltage of the DPF capacitor are selected so that the average Q-factor of the DPF discharge circuit is not less than 0.5.

Note that each discharge of a pre-charged DPF capacitor caused the simultaneous flow of pulsed currents similar to $i_1(t)$ and $i_2(t)$ in the layers of both IEGs, as well as the appearance of fast migrating spark erosion phenomena of different intensities and durations in the layers of aluminum granules of both IEGs.

Similar dependences of pulse currents and spark erosion phenomena took place when one IEG was connected to the reservoir capacitor of DPF, and the layer of conductive granules in the IEG was divided into two parts by a vertical dielectric partition located perpendicular to the electrodes of the IEG.

Fig. 4 shows a high-speed shadow photograph of the rapid migration of electrospark phenomena in a symmetric two-dimensional layer of lead granules (that is, in the layer one horizontal size of which was one granule) during the course of one discharge of a capacitor with a capacity of 100 μF , pre-charged to a voltage of 1200 V [12].

Features of the formation of single-channel and multi-channel currents in the IEG of EDI.

The main reason for spark-erosion damage on the surfaces of electrodes [2–4] and metal granules, which are in contact both with the electrodes and with each other [6, 8, 12, 20], is the presence of micro-zones of electrical contacts with conductive bridges of the smallest section and, accordingly with the highest current density. Since the rate of energy release in such micro-zones is higher than the rate of its heat removal into the environment, the concentration of energy, and, consequently, the temperature in these micro-zones increases, causing the processes of melting, evaporation and plasma formation.

The temperature in such electric spark-plasma formations can reach 10 thousand $^\circ\text{K}$ [6], i.e. it can be much higher than the melting and evaporation temperature of all known metals, their alloys and composites. Therefore, at present, there are no conductive materials that are absolutely resistant to the effects of electro-erosive (in fact, electro-plasma) phenomena.

When high pulse currents are generated in the IEG of EDI, the processes of melting, evaporation and plasma formation occur very quickly and have an explosive character in the aforementioned micro-zones.

The liquid (in particular, water) in IEG prevents the expansion of the electro-plasma channel, thereby preventing a decrease in the energy density in the channel, but contributes to the appearance of high shock pressures at the interface of different aggregate and phase states of the substance. This leads to the ejection of nano- and micro-volumes of metal into the surrounding liquid.

The main distinguishing condition for the formation of single-channel spark-discharge currents in the IEG is the fact that its pre-breakdown electrical resistance is not less than the pre-breakdown resistance of the contacting electrodes, and is necessarily greater than this resistance if there is a layer of series-connected conductive granules in the IEG. This condition is feasible for long small-section IEGs, in which the number of series-connected contacts between the granules exceeds the number of parallel-connected contacts between them in the perpendicular section. Then an increase in the productivity of electric spark dispersion of granules is possible only by increasing the number of series-connected contacts between the granules and, accordingly, by increasing the output voltage of the EDI, as in [8]. This way of improving EDIs allows slightly (several times) to increase their productivity, but in many respects complicates their maintenance due to the need to form high-voltage discharge pulses and apply increased safety measures.

A distinctive condition for the formation of multi-channel spark-discharge currents in an IED is that its pre-breakdown electrical resistance is necessarily less than the pre-breakdown resistance of the contacting electrodes. This condition is feasible for short IEGs and a large section of the layer of conductive granules, in which the number of parallel-connected contacts between the granules in the perpendicular section is much greater than the number of series-connected contacts between the electrodes. The increase in the productivity of electric spark dispersion of granules is carried out precisely by increasing the number of parallel-

connected granules and, accordingly, the magnitude of the pulsed current in the layer of granules between the electrodes of the IEG, and the output voltage of the EDI does not exceed 1000 V, as in [12, 14, 18].

It should be noted that in this case, the pre-breakdown electrical resistance of the layer of conductive granules is much less than the resistance of one contact between them, since the number of parallel circuits between the electrodes (which is determined by the area of the electrodes and the cross section of the granule layer) can be many times greater than the number of contacts connected in series between the IEG electrodes. Moreover, an increase in the number of parallel-connected contacts between the granules creates conditions for the formation of multi-channel and fast-migrating spark-discharge currents in the layer of metal granules between the electrodes of the IEG, creating conditions for a multiple increase in the productivity of the EDI.

The study of oscillograms of spark-discharge currents with a duration of 1 μ s to 1 ms in a layer of conductive granules between the TDA electrodes and oscillograms of voltage drops in the IEG of single TDA or several ones connected in parallel to the output of single DPF showed that during single spark-discharge pulse the electrical resistance of the granule layer can randomly change several times [8, 12-14]. Moreover, such a change is possible both before and after the initiation of sparks in the layer. This is evidenced by the high-frequency modulation of the current and voltage curves on the oscillograms shown in Fig. 2 and 3. That is why, in most cases, when analyzing transient processes in the DPF discharge circuit, the effective value of the active resistance of the spark-erosion load $R_{load\ eff} = const$ is introduced. During single discharge pulse, this resistance consumes the same power as the real resistance of the layer of conductive granules.

Dependence of the effective value of the resistance of the spark-erosion load on the value of the pre-charge voltage of the reservoir capacitor of EDI. Our studies have revealed the functional dependence

of the nature of spark-erosion discharges in the layer of conductive granules between the electrodes on the value of the pre-charge voltage of the EDI reservoir capacitor.

In Fig. 4, *a* and *b* we can see the oscillograms of the time variation of the voltage drop $u(t)$ between the electrodes and the spark-discharge current $i(t)$ in the layer of aluminum granules between these electrodes

at two values of the capacitor pre-charge voltage U_{1C} and U_{2C} ($U_{1C} < U_{2C}$). The capacitance of the capacitor was 50 μ F, and all other parameters of the discharge circuit of the EDI did not change. The division values were 20 V/div, 212 A/div, and 5 μ s/div in Fig. 4, *a*, and 50 V/div, 426 A/div and 5 μ s/div in Fig. 4, *b*.

Since the real load resistance of the EDI changes during the discharge of the capacitor, we made the assumption that the discharge in which the voltage across the capacitor does not change its polarity can be called an aperiodic discharge. A critical discharge is a discharge in which the capacitor voltage tends to zero, and during an oscillatory dis-

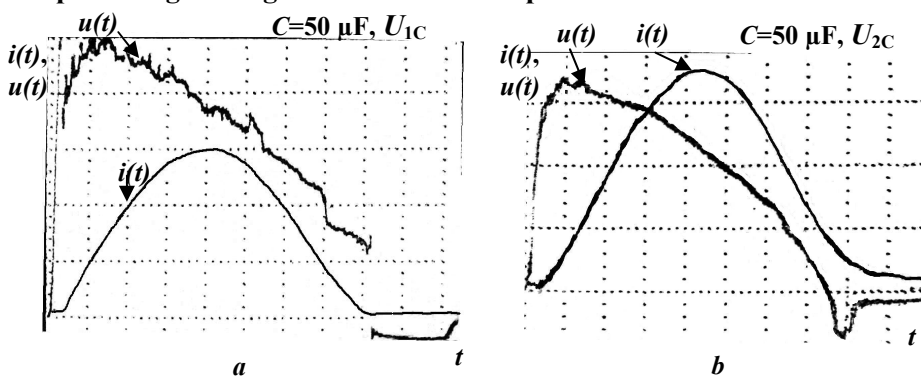


Fig. 4

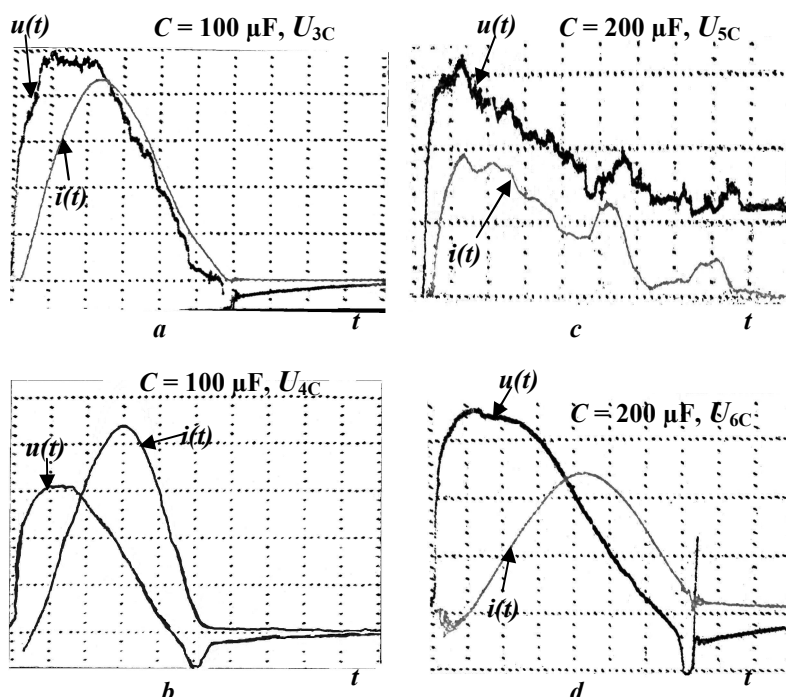


Fig. 5

charge, the voltage changes its polarity.

As you can see in Fig. 4, when the capacitor is charged to a voltage U_{1C} , its discharge in the IEG is aperiodic, and when the capacitor is charged to a voltage $U_{2C} > U_{1C}$, its discharge is oscillatory.

Similar dependences are shown in Fig. 5. When a capacitor with a capacity of 100 μF (200 μF) is charged to a voltage of U_{3C} (U_{5C}), its discharge is aperiodic, and when a capacitor is charged to $U_{4C} > U_{3C}$ ($U_{6C} > U_{5C}$), its discharge becomes oscillatory (see oscillograms in Fig. 5 *a, b* (5 *c, d*)). The division values were 50 V/div, 426 A/div and 10 μs /div in Fig. 5, *a*; 100 V/div, 850 A/div 10 μs /div in Fig. 5, *b*; 50 V/div, 426 A/div and 20 μs /div in Fig. 5, *c*; 100 V/div, 2,2 kA/div and 10 μs /div in Fig. 5, *d*.

The oscillograms shown in Fig. 4 and 5, confirm that an increase in the capacitor pre-charge voltage leads to the fact that the aperiodic discharge of the capacitor can change to an oscillatory one. And an increase in the capacitance of a capacitor leads to an increase in the pre-charge voltage value, at which the discharge changes from aperiodic to oscillatory ($U_{6C} > U_{4C} > U_{2C}$).

From the point of view of the energy processes, the most favorable discharge mode is a mode close to the critical discharge (with a circuit quality factor $Q \approx 0.5$). In this case, the energy of the capacitor is almost completely released in the spark-erosion load, and the discharges are not long-term, which makes it possible to realize high average powers.

For the current in the transient process of the capacitor discharge, we can write the expression [21]:

$$i(t) = U_C \cdot (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}) / 2L \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}, \quad (1)$$

where $\delta = R_{load\ eff} / 2L$, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, $p_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}$, U_C – initial capacitor voltage.

For critical transient of capacitor discharge, when $R_{load\ eff} \approx 2\sqrt{L/C}$ and $p_1 = p_2 = -\delta$, we obtain the indeterminate form 0/0 in the expression (1). Evaluating the indeterminate form according to L'Hospital rule by differentiating the numerator and denominator with respect to $p_1 \approx p_2$, we obtain:

$$i(t) = \lim_{p_1 \rightarrow p_2} (U_C (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}) / L (p_1 - p_2)) = U_C t e^{-\delta t} / L. \quad (2)$$

To find the time point t_{max} , when the current reaches its maximum value i_{max} , we determine the derivative $\partial i / \partial t$ from expression (2) and equate it to zero:

$$\partial i / \partial t = U_C e^{-\delta t} (1 - \delta t) / L = 0. \quad (3)$$

From expression (3) we obtain that $t_{max} = 1/\delta = 2L/R_{load\ eff}$. Thus, the duration of the current rise to the maximum value in the spark-erosion load is proportional to the inductance of the discharge circuit and is inversely proportional to its active resistance. Consequently, an increase in time of the current rise to its maximum value with an increase in the voltage U_C , shown in Fig. 5 and 6, confirms a decrease in the value $\delta = R_{load\ eff} / 2L$.

At $t = t_{max} = 2L/R_{load\ eff}$, the value of the current $i(t_{max}) = 2U_C / e R_{load\ eff}$, i.e. the maximum current in the IEG *does not depend on* the inductance and capacity of the discharge circuit.

Analysis of Fig. 5 *a, b* (6 *c, d*) shows that with an increase in U_C by 1.2 (2) times, the value of i_{max} increases by 2 (6.5) times, on the basis of which it can be concluded that an increase in the pre-charge voltage of the capacitor U_C leads to a decrease in the effective value of the active resistance of the spark-erosion load (and, consequently, to an increase in the Q -factor of the discharge circuit).

Our experimental studies have shown that, from an energy point of view, the most favorable discharge mode of a capacitor is a mode close to a critical discharge. However, from a technological point of view, more stable, faster and more controllable modes are oscillatory discharge modes of a capacitor with a small recharge voltage (voltage of reverse polarity) on its plates. In this case, a decrease in the inductance of the discharge circuit causes a decrease in the duration of the discharge currents and an increase in their maximum values. But, unfortunately, the reduction of such inductance is limited by severe design constraints.

The revealed dependence of the resistance of the spark-erosion load on the charge voltage of the capacitor made it possible to form an opinion about the deviation of the current mode from the specified one based on the change in the nature of the discharge and to neutralize this deviation by changing the charge voltage of the capacitor.

On the basis of the revealed regularities, the concept of synthesis of electric discharge installations with a reservoir capacitor for VESD of metals was developed. This concept is based on the use of non-zero initial conditions of transient processes in the circuits of such installations, as well as taking into account the dependence of the effective resistance of the IEG on the charge voltage of the reservoir capacitor, and introducing the negative voltage feedback in these installations. The application of this concept made it possible to reduce both the instability of transient processes in the circuits of such EDIs and the losses arising in them.

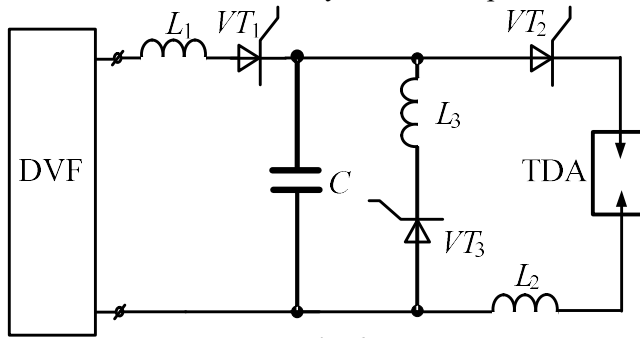


Fig. 6

Fig. 6 shows the electrical circuit diagram that performs this stabilization. The circuit contains a direct voltage former (DVF), from which the oscillatory charge of the capacitor C is carried out through the choke L_1 when the thyristor VT_1 is turned on. After completing the charge and turning on the thyristor VT_2 , the capacitor is discharged to the interelectrode gap of the TDA. The constructive inductance of the current-conducting wires of the discharge circuit and TDA is shown in the diagram by element L_2 . The oscillatory discharge of a capacitor

in a circuit with a semiconductor element (thyristor) is completed by recharging the capacitor to a voltage of reverse polarity, which contributes to the rapid turn-off of the thyristor VT_2 . The choke L_3 and the thyristor VT_3 form a reverse recharge circuit to the voltage U_{0C} of the capacitor C . It is the values of U_{0C} that affect the value of the voltage U_C of the subsequent charge of the capacitor (which will be the initial voltage of next discharge of capacitor).

The voltage of the oscillatory charge of the capacitor under the condition of its nonzero initial voltages can be determined from the expression [12]

$$u_C(t) = U_{DVF} - (U_{DVF} - U_{0C}) \cdot e^{\frac{-\omega_{01}t}{2Q_1}} \times \left(\frac{1}{2Q_1 \sqrt{1 - 1/4Q_1^2}} \sin \omega_{01} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q_1^2}} t + \cos \omega_{01} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q_1^2}} t \right), \quad (4)$$

where U_{DVF} is the voltage at the DVF output, Q_1 is the Q -factor of charge circuit, $\omega_{01} = 1 / \sqrt{L_1 C}$.

Since in EDIs for VESD of metals the quality factor is usually $Q_1 > 10$, then (4) can be simplified to the form:

$$u_C(t) = U_{DVF} - (U_{DVF} - U_{0C}) \cdot e^{\frac{-\omega_{01}t}{2Q_1}} \left(\frac{1}{2Q_1} \sin \omega_{01} t + \cos \omega_{01} t \right). \quad (5)$$

The maximum charge voltage of the capacitor is calculated as

$$U_{Cmax} = U_{DVF} + (U_{DVF} - U_{0C}) \cdot e^{\frac{-\pi}{2Q_1}}. \quad (6)$$

Thus, with an increase in U_{Cmax} , the Q -factor of the discharge circuit Q_2 also increases (due to a decrease in the effective value of the active resistance of the spark-erosion load). The consequence of the increase in Q_2 will be an increase in the value of U_{0C} , which will lead to a decrease in U_{Cmax} (see (6)) with the subsequent charge (see (6)).

Similarly, if the voltage U_{Cmax} decreases, then the quality factor of Q_2 will also decrease, which causes a decrease in U_{0C} and, therefore, an increase in U_{Cmax} in the subsequent charge of the capacitor.

The revealed dependences and the implementation on their basis of stabilization of modes in installations for VESD of metals allows in practice to increase the productivity and quality of the obtained dispersed spark-eroded powders. The definition of these dependencies has a significant impact on the design principles of industrial EDIs.

Conclusions. The features and regularities of spark processes during the discharge of a reservoir capacitor through technological load, which is a layer of conductive granules (usually metal granules) immersed in a dielectric liquid between the electrodes of the electric discharge installation, have been determined. The influence of the main characteristics of such a load on the efficiency of its power supply has been clarified. The theoretical substantiation and experimental confirmation of a new phenomenon are presented: the generation of multi-channel spark discharges in a layer of conductive granules, rather than single-channel spark discharges as in electrical discharge machining. The dependence of the effective value of the active resistance of the load of the electric discharge installation on the value of the pre-charge voltage of its reservoir capacitor has been found. It is proved that an increase in the quality factor of the discharge circuit with an increase in the voltage of the capacitor charge is caused precisely by a decrease in the effective value of the active resistance of the load. On the basis of the revealed dependencies we have developed and implemented the design principles of high-performance electric discharge installations with parametric stabilization of their modes for volumetric electro-spark dispersion of a layer of conductive granules immersed in a dielectric liquid between the electrodes.

Роботу виконано за держбюджетною темою "Розвинути теорію імпульсних і високочастотних перехідних електромагнітних процесів в енергетичних і технологічних резонансних установках та високовольтних кабельних лініях електропередачі" (Шифр "ЕЛКАБ"), КПКВК 6541030.

1. Fryungel F. Pulse technique. Generation and application of capacitor discharges. Moskva: Nauka, 1970. 320 p. (Rus).
2. Livshits A.L., Otto M.Sh. Pulse electrical engineering. Moscow: Energoatomizdat, 1983. 352 p. (Rus)
3. Lazarenko B.R., Lazarenko N.I. Physics of the electrospark method of metal processing. Moskva: TsBTI MEП, 1946. 76 p. (Rus)
4. Zolotykh B.N. Physical foundations of electrospark processing of metals. Moskva: Gostekhizdat, 1953. 108 p. (Rus)
5. Yutkin L.A. Electro-hydraulic effect. Moskva–Leningrad: Mashgiz, 1955. 50 p. (Rus)
6. Berkowitz A.E., Walter J.L. Spark Erosion: A Method for Producing Rapidly Quenched Fine Powders. *Journal of Materials Research*. 1987. No 2. Pp. 277–288. DOI: <https://doi.org/10.1088/0957-4484/23/41/415604>.
7. Vovchenko O.I., Demydenko L.Yu., Blashchenko O.D., Starkov I.M. Improving the efficiency of high-voltage electric discharge installations which use exothermal dispersed media. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 77–82. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.0077>. (Rus)
8. Ishibashi V., Araki T., Kisimoto E., Kimo H. Method of Producing Pure Alumina by Spark Discharge Process and the Characteristics there of. *Ceramics Japan*. 1971. No 6. Pp. 461–468.
9. Kornev Ia., Saprykin F., Lobanova G., Ushakov V., Preis S. Spark erosion in a metal spheres bed: Experimental study of the discharge stability and energy efficiency. *Journal of Electrostatics*. 2018. Vol. 96. Pp. 111–118. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.elstat.2018.10.008>.
10. Nguyen P.K., Lee K.H., Kim S.I., Ahn K.A., Chen L.H., Lee S.M., Chen R.K., Jin S., Berkowitz A.E. Spark Erosion: a High Production Rate Method for Producing Bi_{0.5}Sb_{1.5}Te₃ Nanoparticles With Enhanced Thermoelectric Performance. *Nanotechnology*. 2012. Vol. 23. Pp. 415604-1 – 415604-7. DOI: <https://doi.org/10.1088/0957-4484/23/41/415604>
11. Hong J.I., Parker F.T., Solomon V.C., Madras P., Smith D.J., Berkowitz A.E. Fabrication of spherical particles with mixed amorphous/crystalline nanostructured cores and insulating oxide shells. *J. Mater. Res*. 2008. Vol. 23. Issue 06. Pp. 1758–1763. DOI: <https://doi.org/10.1557/JMR.2008.0199>.
12. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Petrichenko S.V. Dynamic processes in electric discharge installations. Kyiv: TOV Pro Format, 2017. 459 p. (Rus)
13. Shcherba A.A., Ivaschenko D.S., Suprunovska N.I. Development of difference equations method for analysis of transient processes in the circuits of electro-discharge systems at stochastic changing of load resistance. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 3. Pp. 3–11. (Rus)
14. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M. Discrete nonlinear-probabilistic model of the equivalent electrical resistance of a layer of metal granules. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 2. Pp. 3–12. <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.003>. (Ukr)
15. Ivashchenko D.S., Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Analyzing Probabilistic Properties of Electrical Characteristics in the Circuits Containing Stochastic Load. IEEE International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems IEPS-2016*. Kyiv, Ukraine, June 7–11, 2016. Pp. 45–48. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521887>
16. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric Energy Loss at Energy Exchange Between Capacitors as Function of Their Initial Voltages and Capacitances Ratio. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 3. Pp. 9–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009>.

17. Zakharchenko S.N., Kondratenko I.P., Perekos A.E., Zalutsky V.P., Kozyrsky V.V., Lopatko K.G. Influence of discharge pulses duration in a layer of iron granules on the size and structurally-phase conditions of its electroerosion particles. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2012. Vol. 6. No 5 (60). Pp. 66–72. (Rus)
18. Rafik F., Gualous H., Gallay R., Crausaz A, and Berthon A. Frequency, thermal and voltage supercapacitor characterization and modeling. *Journal of Power Sources*. 2007. Vol. 165. No 2. Pp. 928–934. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2006.12.021>
19. Beletsky O.O., Suprunovska N.I., Shcherba A.A. Dependences of power characteristics of circuit at charge of supercapacitors on their initial and final voltages. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 3–10. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.003>. (Ukr)
20. Petrichenko S.V. Regulation of the effective volume of the discharge plasma during the contact electrospark process in a liquid. *Elektronnaya Obrabotka Materialov*. 2008. Vol. 44. No 3. Pp. 4–10. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.3103/S1068375508030010>
21. Demirchyan K.S., Neiman L.R., Korovkin N.V., Chechurin V.L. Theoretical foundations of electrical engineering. Vol. 2. St. Petersburg: Peter, 2003. 576 p. (Rus)

ОСОБЛИВОСТІ ФОРМУВАННЯ БАГАТОКАНАЛЬНИХ ІМПУЛЬСНИХ СТРУМІВ І ШВИДКО МІГРУЮЧИХ ЕЛЕКТРОІСКРІНЬ В ШАРІ СТРУМОПРОВІДНИХ ГРАНУЛ ЕЛЕКТРОРОЗРЯДНИХ УСТАНОВОК

А.А. Щерба¹, чл.-кор. НАН України, Н.І. Супруновська¹, докт. техн. наук, М.А. Щерба², докт. техн. наук
¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: jednat1@gmail.com
² НТУ України "КПІ ім. Ігоря Сікорського",
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,
e-mail: m.shcherba@gmail.com

У роботі показані електрофізичні особливості формування багатоканальних імпульсних струмів і швидко мігруючих електроіскрінь в шарі струмопровідних гранул електророзрядних установок (ЕРУ) з накопичувальними конденсаторами. Такі особливості дають змогу багаторазово збільшувати продуктивність іскроерозійного диспергування металевих гранул за час протікання одного розрядного струму накопичувальних конденсаторів між електродами ЕРУ. Наведено теоретичне обґрунтування і експериментальне підтвердження багатоканальності іскрових розрядів в шарі струмопровідних гранул. Досліджено вплив величини ємності і напруги заряду накопичувальних конденсаторів на характер перехідних процесів в розрядному колі ЕРУ. Експериментально встановлено залежність ефективного значення активного опору навантаження ЕРУ від величини напруги попереднього заряду її накопичувальних конденсаторів і величини їхньої ємності. Доведено, що збільшення усередненої добротності розрядного контуру з підвищенням напруги заряду батареї конденсаторів ЕРУ викликається зменшенням ефективного значення активного опору шару металевих гранул при протіканні в ньому іскроутворюючих розрядних струмів. Бібл. 21, рис. 6.

Ключові слова: імпульсний струм, електроіскровий розряд, електророзрядна установка, ємнісний накопичувач енергії, шар металевих гранул, електроіскрове диспергування.

Надійшла 25.11.2021

THE UNBALANCE POWER IDENTIFICATION IN THE THREE-PHASE FOUR-WIRE POWER SUPPLY SYSTEM FOR THE NEEDS OF ITS DISTRIBUTED COMPENSATION

M.Yu. Artemenko^{1*}, V.V. Chopyk^{2**}, V.M. Mikhalsky^{2***}, I.A. Shapoval^{2****}, S.Y. Polishchuk^{2*****}

¹ National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
Peremohy ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

² Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: mikhalsky@ied.org.ua

The idea of distributed active filtration is to compensate the currents of higher harmonics and undesirable power components of the main network with renewable energy converters of the connected microgrid, which have reserves of apparent power. For the convenience of distributed compensation, it is proposed to identify the sinusoidal mode of the three-phase four-wire power system, provided from the symmetric source by six mutually orthogonal components of the three-coordinate load current vector. The unbalance power is shown to be due to four mutually orthogonal components of load current vector with defined reference voltage vectors, each of which is proportional to a separate orthogonal component of the unbalance power. Integral formulas for determining the scalar values of the four specified orthogonal components of unbalance powers have been obtained, which open the possibility to account for their contribution to the deterioration of the power quality and synthesize the control signals for distributed active filtration. The connection between the four specified orthogonal components of the unbalance power and the linear asymmetric load parameters was established, making it possible to verify these integral formulas using a computer experiment. It is analytically established and experimentally confirmed that the squares of the two orthogonal components of the unbalance powers associated with the current of the neutral wire are included in the decompositions of the square of apparent power and power losses with the multiplier, depending on the ratio of the resistances of the transmission line of the three-phase four-wire power system. References 17, figures 3.

Keywords: unbalance power, microgrid, shunt active filter control strategy, distributed filtering.

Introduction. The need for more reliable and flexible power systems, combined with the great potential of modern control systems and power electronics, made it possible to create a new concept of electrical energy supply known today as a distributed generation (DG). In DG systems where a microgrid (MG) with renewable sources can operate autonomously and in the connection mode to the main network, the power quality problem comes to the fore. At the same time, without taking special measures, the MG acts as a non-stationary, nonlinear, and unbalanced load of the main network.

The load asymmetry of the three-phase power supply system leads to a deterioration in the quality of electrical energy, causing the unbalanced voltage at the points of common connection and additional power losses in the transmission line, which may exceed the losses caused by reactive power [1]. At the same time, the additional energy consumption of the supplier caused by the load asymmetry is not paid by the consumer. The quantitative measure of the unbalanced load is the unbalance power, the square of which the standard [2] defines as the difference between a square of apparent power and squares of active and reactive power. However, this definition does not specify practical methods for the compensation, measurement, and accounting of the unbalance power by hardware. In [3] the method of calculating the square of the unbalance power due to the value of active and reactive powers of individual phases is presented, which allows estimating the loss of electrical energy from asymmetry and reactivity of the load, but leaves open the problem of direct measurement and compensation of unbalance power. The most effective hardware compensating for inactive power components is semiconductor shunt active filters (SAF). SAF control strategies aimed at compensating for the unbalance power are based both on the Fortescue theory of

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

symmetric components [4], developed for this application, for example, in [5], and on several power theories [6-10], which in various ways associate the power of the unbalance with specific components of the load current vector. The most advanced for linear load and four-wire power system, this connection is visible within the Current Physical Component theory [11], where the unbalance power is associated with two components of the load current vector, proportional to the symmetric components of the negative and zero sequences. But the corresponding proportionality coefficients are determined due to the load complex conductivities of individual phases, which complicated the use of this theory for filtering the non-stationary and nonlinear load currents. Even though SAF are an effective means of compensating for inactive powers in microgrids connected to distribution networks, their installation as a separate device increases the total cost of ensuring the quality of electrical energy. To reduce the cost of microgrids, developers began to focus on the ideas of distributed active filtration, placing the functions of compensation for currents of higher harmonics and undesirable power components on inverters of renewable energy converters that have reserves of apparent power [12, 13]. In this regard, for the convenience of distributed compensation for the unbalance power, it is advisable to present it as many orthogonal components as possible, having separate contributions to the transmission line power losses and apparent power.

The article aims to develop a mathematical apparatus for identifying the unbalance power of a three-phase four-wire power supply system aimed at its direct measurement and accounting by technical means and compensation in the process of distributed filtration.

Main part. Figure 1 shows an example of a microgrid (MG) connected to the main power network, between which mutual exchange of electrical energy is possible. It consists of loads (e.g., household or production loads and charging of electric vehicle batteries), a photovoltaic generating (PVG) system, a wind generating (WG) system, and an electrical energy storage system. Control of the microgrid is carried out by a control system, which should provide regulated power quality indicators at points of common coupling (PCC). Each of the renewable sources and storages of electrical energy has an embedded semiconductor converter, which performs the function of an energy interface with a microgrid and is controlled by a control system. The main idea of distributed filtration is to compensate for all inactive components of the load current, mainly with embedded semiconductor converters, as a result of which the shunt active filter loading decreases. The problem arises to establish the particle of inactive power that falls on each converter and its identification in the form of compensation currents.

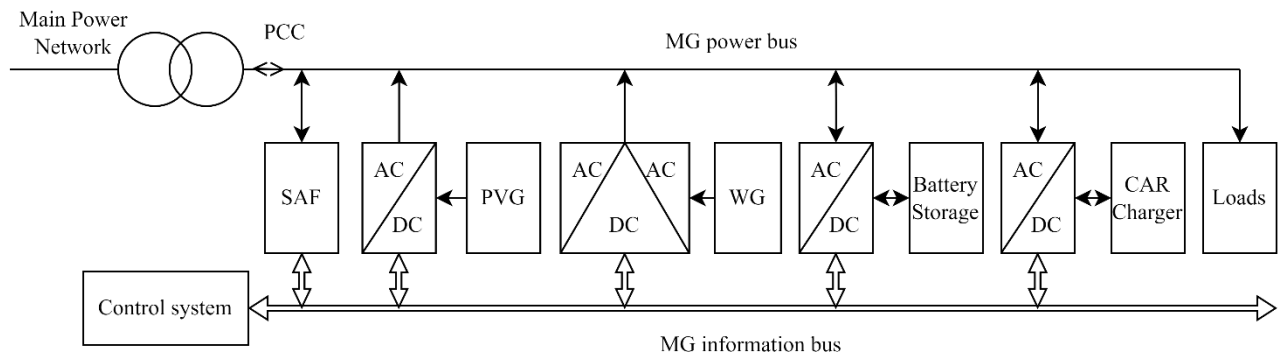


Fig. 1

The stationary energy process in the three-phase four-wire power supply system under symmetric sinusoidal source and nonlinear load is fully determined by the three-coordinate vectors of phase voltages and line currents represented in the time domain.

$$\mathbf{u}(t) = \begin{pmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{pmatrix} = \sqrt{2} \begin{pmatrix} U_\phi \cos(\omega t) \\ U_\phi \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ U_\phi \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{pmatrix}; \mathbf{i}(t) = \begin{pmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{pmatrix} = \sqrt{2} \begin{pmatrix} I_A \cos(\omega t + \psi_A) \\ I_B \cos(\omega t + \psi_B) \\ I_C \cos(\omega t + \psi_C) \end{pmatrix} + \mathbf{i}_H(t), \quad (1)$$

where U_ϕ is the RMS value of phase voltages, $\omega=2\pi/T$ is the cyclic voltage frequency of a three-phase source; I_A, I_B, I_C are the RMS values of the first harmonic currents of the corresponding line wires, ψ_A, ψ_B, ψ_C are their initial phases, $\mathbf{i}_H(t)$ is the vector of currents of higher harmonics. Let's present these vectors as the first members of the Fourier series in a complex form and arrange them according to the unit vectors of

symmetrical components of the positive, negative, and zero phase sequences:

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{u}} &= \frac{1}{T} \int_T \mathbf{u}(t) e^{-j\omega t} dt = \begin{vmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{vmatrix} = U_\phi \begin{vmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi/3} \\ e^{j2\pi/3} \end{vmatrix} = \frac{U_\pi}{\sqrt{3}} \begin{vmatrix} 1 \\ \tilde{a} \\ \tilde{a} \end{vmatrix} = U_\pi \bar{\mathbf{e}}_+; \\ \bar{\mathbf{i}} &= \frac{1}{T} \int_T \mathbf{i}(t) e^{-j\omega t} dt = \begin{vmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} I_A e^{j\psi_A} \\ I_B e^{j\psi_B} \\ I_C e^{j\psi_C} \end{vmatrix} = \frac{\dot{I}_+}{\sqrt{3}} \begin{vmatrix} 1 \\ \tilde{a} \\ \tilde{a} \end{vmatrix} + \frac{\dot{I}_-}{\sqrt{3}} \begin{vmatrix} 1 \\ \tilde{a} \\ \tilde{a} \end{vmatrix} + \frac{\dot{I}_0}{\sqrt{3}} \begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{vmatrix} = \dot{I}_+ \bar{\mathbf{e}}_+ + \dot{I}_- \bar{\mathbf{e}}_- + \dot{I}_0 \bar{\mathbf{e}}_0,\end{aligned}\quad (2)$$

where $U_\pi = U_\phi \sqrt{3}$ is the RMS value of the line voltage; $\dot{a} = e^{j2\pi/3}$; $\tilde{a} = e^{-j2\pi/3}$; $\bar{\mathbf{e}}_+$ is the unit vector of positive sequence; $\bar{\mathbf{e}}_- = \begin{vmatrix} 1 \\ \tilde{a} \\ \tilde{a} \end{vmatrix} / \sqrt{3} = \bar{\mathbf{e}}_+^*$; $\bar{\mathbf{e}}_0 = \begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{vmatrix} / \sqrt{3}$ are unit vectors of negative and zero sequences; $\wedge, *$ are transpose and complex conjugation symbols; $\dot{I}_+ = I_{R+} + jI_{I+}$; $\dot{I}_- = I_{R-} + jI_{I-}$; $\dot{I}_0 = I_{R0} + jI_{I0}$ are complex coefficients, depending on the coordinates of the complex vector $\bar{\mathbf{i}}$. To clarify the physical content of these coefficients, we introduce mutually orthogonal complex voltage vectors proportional to the unit vectors of symmetric components:

$$\bar{\mathbf{u}}_+ = \bar{\mathbf{u}} = \begin{vmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{vmatrix} = \frac{U_\pi}{\sqrt{3}} \begin{vmatrix} 1 \\ \tilde{a} \\ \tilde{a} \end{vmatrix} = U_\pi \bar{\mathbf{e}}_+; \bar{\mathbf{u}}_- = U_\pi \bar{\mathbf{e}}_- = \frac{U_\pi}{\sqrt{3}} \begin{vmatrix} 1 \\ \tilde{a} \\ \tilde{a} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_C \\ \dot{U}_B \end{vmatrix}; \bar{\mathbf{u}}_0 = U_\pi \bar{\mathbf{e}}_0 = \frac{U_\pi}{\sqrt{3}} \begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_A \\ \dot{U}_A \end{vmatrix},$$

then the three-coordinate vector of linear currents (2) allows such decomposition into the entered voltage vectors:

$$\bar{\mathbf{i}} = \begin{vmatrix} I_A e^{j\psi_A} \\ I_B e^{j\psi_B} \\ I_C e^{j\psi_C} \end{vmatrix} = (\dot{I}_+ \bar{\mathbf{u}}_+ + \dot{I}_- \bar{\mathbf{u}}_- + \dot{I}_0 \bar{\mathbf{u}}_0) U_\pi^{-1}. \quad (3)$$

Complex scalar coefficients of expression (3) are found as scalar products of the line current vector and corresponding mutually orthogonal complex voltage vectors:

$$\begin{aligned}U_\pi \dot{I}_+ &= U_\pi (I_{R+} + jI_{I+}) = \bar{\mathbf{i}} \wedge \bar{\mathbf{u}}_+^* = P - jQ; I_{R+} = P / U_\pi; I_{I+} = -Q / U_\pi; \\ U_\pi \dot{I}_- &= U_\pi (I_{R-} + jI_{I-}) = \bar{\mathbf{i}} \wedge \bar{\mathbf{u}}_-^* = D_R - jD_I; I_{R-} = D_R / U_\pi; I_{I-} = -D_I / U_\pi; \\ U_\pi \dot{I}_0 &= U_\pi (I_{R0} + jI_{I0}) = \bar{\mathbf{i}} \wedge \bar{\mathbf{u}}_0^* = N_R - jN_I; I_{R0} = N_R / U_\pi; I_{I0} = -N_I / U_\pi,\end{aligned}\quad (4)$$

where P, Q are active and reactive power; D_R, D_I are scalar coefficients of orthogonal components of the unbalance power associated with the vector of symmetric voltages of the negative sequence, in the future, simply the unbalance power of the negative sequence; N_R, N_I are scalar coefficients of the orthogonal components of the power of the unbalance associated with the symmetric voltage vector of the zero sequence, in the future simply the unbalance power of the zero sequence. We substitute the obtained scalar powers in (3) and form six corresponding reference voltage vectors:

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{i}} &= \begin{vmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{vmatrix} = \frac{P - jQ}{U_\pi U_\phi \sqrt{3}} \begin{vmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{vmatrix} + \frac{D_R - jD_I}{U_\pi U_\phi \sqrt{3}} \begin{vmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_C \\ \dot{U}_B \end{vmatrix} + \frac{N_R - jN_I}{U_\pi U_\phi \sqrt{3}} \begin{vmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_A \\ \dot{U}_A \end{vmatrix} = \\ &= \frac{P}{U_\pi^2} \begin{vmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{vmatrix} + \frac{Q}{U_\pi^2} \begin{vmatrix} -j\dot{U}_A \\ -j\dot{U}_B \\ -j\dot{U}_C \end{vmatrix} + \frac{D_R}{U_\pi^2} \begin{vmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_C \\ \dot{U}_B \end{vmatrix} + \frac{D_I}{U_\pi^2} \begin{vmatrix} -j\dot{U}_A \\ -j\dot{U}_C \\ -j\dot{U}_B \end{vmatrix} + \frac{N_R}{U_\pi^2} \begin{vmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_A \\ \dot{U}_A \end{vmatrix} + \frac{N_I}{U_\pi^2} \begin{vmatrix} -j\dot{U}_A \\ -j\dot{U}_A \\ -j\dot{U}_A \end{vmatrix}.\end{aligned}$$

It is easy to ensure that all six resulting complex support voltage vectors of current components are mutually orthogonal. We express them through the existing phase and line complex voltages of a three-phase source, then the decomposition of the first harmonics of the line current vector in the frequency domain takes the form of

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{i}} &= \frac{P}{U_{JI}^2} \begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{bmatrix} + \frac{Q}{U_{JI}^2 \sqrt{3}} \begin{bmatrix} \dot{U}_{BC} \\ \dot{U}_{CA} \\ \dot{U}_{AB} \end{bmatrix} + \frac{D_R}{U_{JI}^2} \begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{bmatrix} + \frac{D_I}{U_{JI}^2 \sqrt{3}} \begin{bmatrix} \dot{U}_{BC} \\ \dot{U}_{AB} \\ \dot{U}_{CA} \end{bmatrix} + \frac{N_R}{U_{JI}^2} \begin{bmatrix} \dot{U}_A \\ \dot{U}_B \\ \dot{U}_C \end{bmatrix} + \frac{N_I}{U_{JI}^2 \sqrt{3}} \begin{bmatrix} \dot{U}_{BC} \\ \dot{U}_{CA} \\ \dot{U}_{AB} \end{bmatrix} = \\ &= (P\bar{\mathbf{u}}_P + Q\bar{\mathbf{u}}_Q + D_R\bar{\mathbf{u}}_{DR} + D_I\bar{\mathbf{u}}_{DI} + N_R\bar{\mathbf{u}}_{NR} + N_I\bar{\mathbf{u}}_{NI})U_{JI}^{-2} = \bar{\mathbf{i}}_P + \bar{\mathbf{i}}_Q + \bar{\mathbf{i}}_{DR} + \bar{\mathbf{i}}_{DI} + \bar{\mathbf{i}}_{NR} + \bar{\mathbf{i}}_{NI}. \end{aligned} \quad (5)$$

Each of the scalar powers of decomposition (5) can be found as a scalar product of the current vector and the corresponding reference voltage vector and measured by a wattmeter. In particular, the calculation formulas of active and reactive power:

$$\begin{aligned} P &= \text{Re}(\bar{\mathbf{i}} \wedge \bar{\mathbf{u}}_P^*) = \text{Re}(\dot{I}_A \dot{U}_A^* + \dot{I}_B \dot{U}_B^* + \dot{I}_C \dot{U}_C^*) = \int_T (u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C) dt; \\ Q &= \text{Re}(\bar{\mathbf{i}} \wedge \bar{\mathbf{u}}_Q^*) = \text{Re}(\dot{I}_A \dot{U}_{BC}^* + \dot{I}_B \dot{U}_{CA}^* + \dot{I}_C \dot{U}_{AB}^*) / \sqrt{3} = \int_T (u_{BC} i_A + u_{CA} i_B + u_{AB} i_C) dt / \sqrt{3} \end{aligned} \quad (6)$$

correspond to known measurement methods using three wattmeters to determine each power [14]. The scalar unbalance powers of the negative sequence are calculated as follows:

$$\begin{aligned} D_R &= \text{Re}(\bar{\mathbf{i}} \wedge \bar{\mathbf{u}}_{DR}^*) = \int_T (u_A i_A + u_C i_B + u_B i_C) dt = W_{AN,A} + W_{CN,B} + W_{BN,C}; \\ D_I &= \text{Re}(\bar{\mathbf{i}} \wedge \bar{\mathbf{u}}_{DI}^*) = \int_T (u_{BC} i_A + u_{AB} i_B + u_{CA} i_C) dt / \sqrt{3} = (W_{BC,A} + W_{AB,B} + W_{CA,C}) / \sqrt{3}, \end{aligned} \quad (7)$$

which correspond to the measurement schemes consisting of three wattmeters for each power (Fig. 2). Suppose six wattmeters are already used to measure active and reactive powers in accordance with (6). In that case, measuring the unbalance powers will also require 4 wattmeters, since the readings of $W_{AN,A}$ and $W_{BC,A}$ are already known. Let us determine the integral unbalance powers of the zero-sequence

$$\begin{aligned} N_I &= \text{Re}(\bar{\mathbf{i}} \wedge \bar{\mathbf{u}}_{NI}^*) = \int_T (u_A i_A + u_A i_B + u_A i_C) dt = \int_T u_A (i_A + i_B + i_C) dt = \int_T u_A i_N dt = W_{AN,N}; \\ N_R &= \text{Re}(\bar{\mathbf{i}} \wedge \bar{\mathbf{u}}_{NR}^*) = \int_T (u_{BC} i_A + u_{BC} i_B + u_{BC} i_C) dt / \sqrt{3} = \int_T u_{BC} i_N dt / \sqrt{3} = W_{BC,N} / \sqrt{3}. \end{aligned} \quad (8)$$

From (8), it follows that these components of the unbalance power are due to the non-zero neutral current, so to measure them, it is enough to add one wattmeter to the measuring circuits in Fig. 2, including their current windings in the gap of the neutral wire.

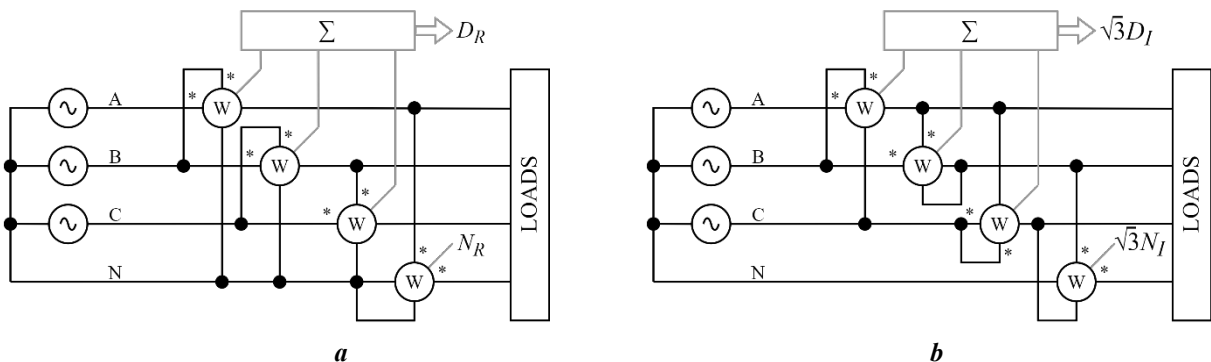


Fig. 2

According to (7), the decomposition of the first harmonic current vector in the time domain takes the form of

$$\mathbf{i}_1(t) = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \frac{P}{U_{JI}^2} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} + \frac{Q}{U_{JI}^2 \sqrt{3}} \begin{bmatrix} u_{BC} \\ u_{CA} \\ u_{AB} \end{bmatrix} + \frac{D_R}{U_{JI}^2} \begin{bmatrix} u_A \\ u_C \\ u_B \end{bmatrix} + \frac{D_I}{U_{JI}^2 \sqrt{3}} \begin{bmatrix} u_{BC} \\ u_{AB} \\ u_{CA} \end{bmatrix} + \frac{N_R}{U_{JI}^2} \begin{bmatrix} u_A \\ u_A \\ u_A \end{bmatrix} + \frac{N_I}{U_{JI}^2 \sqrt{3}} \begin{bmatrix} u_{BC} \\ u_{BC} \\ u_{BC} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

The vector of compensation currents for distributed filtration can be synthesized by (9) according to the given values of scalar inactive powers.

In the presence of higher harmonic currents in the four-wire transmission line, the line current vector has the form $\mathbf{i}(t) = \mathbf{i}_1(t) + \mathbf{i}_H(t)$. Formulas for determining powers (6)-(8) do not change, and the power loss in the transmission line is

$$\begin{aligned} \Delta P &= \frac{1}{T} \int_T [i_A^2(t)r + i_B^2(t)r + i_C^2(t)r + i_N^2(t)r_N] dt = \\ &= \frac{r}{T} \int_T \mathbf{i}^{\wedge}(t)(\mathbf{E} + 3\rho \bar{\mathbf{e}}_0 \bar{\mathbf{e}}_0^{\wedge}) \mathbf{i}(t) dt = r \bar{\mathbf{i}}^{\wedge} (\mathbf{E} + 3\rho \bar{\mathbf{e}}_0 \bar{\mathbf{e}}_0^{\wedge}) \bar{\mathbf{i}}^* + \Delta P_H = \\ &= r [\bar{\mathbf{i}}^{\wedge} \bar{\mathbf{i}}^* + 3\rho (\bar{\mathbf{i}}^{\wedge} \bar{\mathbf{e}}_0) (\bar{\mathbf{i}}^{\wedge} \bar{\mathbf{e}}_0)^*] + \Delta P_H = \\ &= r \left[(P^2 + Q^2 + D_R^2 + D_I^2 + N_R^2 + N_I^2) U_{JI}^{-2} + 3\rho \times \frac{(N_R - jN_I)}{U_{JI}} \times \frac{(N_R - jN_I)^*}{U_{JI}} \right] + \Delta P_H = \\ &= [P^2 + Q^2 + D_R^2 + D_I^2 + (N_R^2 + N_I^2)(1 + 3\rho) + H^2] r U_{JI}^{-2}, \end{aligned} \quad (10)$$

where $\rho = r_N / r$ is the resistive parameter ratio of transmission line neutral and line wires; \mathbf{E} is the unit matrix of dimension 3; $H^2 = \Delta P_H U_L^2 / r$ is square of the power losses of higher harmonic currents.

The short circuit power is

$$P_0 = \frac{1}{T} \int_T [u_A^2(t) / r + u_B^2(t) / r + u_C^2(t) / r] dt = 3U_{\phi}^2 / r = U_{JI}^2 / r.$$

The square of apparent power determined by [15, 16] has the following decomposition into quadratic components:

$$S^2 = \Delta P P_0 = P^2 + Q^2 + D_R^2 + D_I^2 + (N_R^2 + N_I^2)(1 + 3\rho) + H^2. \quad (11)$$

This expression differs from known formulas from other power theories by the presence of a multiplier $(1 + 3\rho)$ that enhances the negative impact of power components N_R, N_I in a three-phase four-wire power system due to the additional power losses in the neutral wire.

For the possibility of experimental verification of the current decomposition (9) and the power losses decomposition (10), we first consider the linear load described by the complex conductivity $\bar{Y}_A, \bar{Y}_B, \bar{Y}_C$ enabled to the four-wire power system of the star. The vector of the first harmonic line currents is as follows:

$$\bar{\mathbf{i}} = \begin{bmatrix} \dot{I}_A \\ \dot{I}_B \\ \dot{I}_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_A \bar{Y}_A \\ \dot{U}_B \bar{Y}_B \\ \dot{U}_C \bar{Y}_C \end{bmatrix} = U_{\phi} \begin{bmatrix} \bar{Y}_A \\ \tilde{a} \bar{Y}_B \\ \tilde{a}^2 \bar{Y}_C \end{bmatrix}.$$

Complex powers by formula (4) are determined from the ratios:

$$P - jQ = \bar{\mathbf{i}} \wedge \bar{\mathbf{u}}_+^* = U_\phi \left\| \begin{array}{c} \bar{Y}_A \\ \tilde{a}\bar{Y}_B \\ \dot{a}\bar{Y}_C \end{array} \right\|^\wedge \times U_\phi \left\| \begin{array}{c} \mathbf{1} \\ \tilde{a} \\ \dot{a} \end{array} \right\|^{*\ast} = U_\phi^2 (\bar{Y}_A + \bar{Y}_B + \bar{Y}_C);$$

$$D_R - jD_I = \bar{\mathbf{i}} \wedge \bar{\mathbf{u}}_-^* = U_\phi \left\| \begin{array}{c} \bar{Y}_A \\ \tilde{a}\bar{Y}_B \\ \dot{a}\bar{Y}_C \end{array} \right\|^\wedge \times U_\phi \left\| \begin{array}{c} \mathbf{1} \\ \dot{a} \\ \tilde{a} \end{array} \right\|^{*\ast} = U_\phi^2 (\bar{Y}_A + \dot{a}\bar{Y}_B + \tilde{a}\bar{Y}_C);$$

$$N_R - jN_I = \bar{\mathbf{i}} \wedge \bar{\mathbf{u}}_0^* = U_\phi \left\| \begin{array}{c} \bar{Y}_A \\ \tilde{a}\bar{Y}_B \\ \dot{a}\bar{Y}_C \end{array} \right\|^\wedge \times U_\phi \left\| \begin{array}{c} \mathbf{1} \\ \mathbf{1} \\ \mathbf{1} \end{array} \right\|^{*\ast} = U_\phi^2 (\bar{Y}_A + \tilde{a}\bar{Y}_B + \dot{a}\bar{Y}_C).$$

In particular, for a three-phase four-wire power supply system with a phase voltage value $U_\phi = 220V$ and values of complex resistances of separate phases:

$$\bar{Z}_A = R_A = 5\Omega, \bar{Z}_B = R_B + jX_B = (4 - j)\Omega, \bar{Z}_C = R_C + jX_C = (1 + 4j)\Omega$$

we have the following numerical power values in SI units:

$$P = U_\phi^2 \operatorname{Re}(\bar{Y}_A + \bar{Y}_B + \bar{Y}_C) = 23895.78; \quad Q = -U_\phi^2 \operatorname{Im}(\bar{Y}_A + \bar{Y}_B + \bar{Y}_C) = 8534.21;$$

$$D_R = U_\phi^2 \operatorname{Re}(\bar{Y}_A + \dot{a}\bar{Y}_B + \tilde{a}\bar{Y}_C) = -9757.8; \quad D_I = -U_\phi^2 \operatorname{Im}(\bar{Y}_A + \dot{a}\bar{Y}_B + \tilde{a}\bar{Y}_C) = -11657.94;$$

$$N_R = U_\phi^2 \operatorname{Re}(\bar{Y}_A + \tilde{a}\bar{Y}_B + \dot{a}\bar{Y}_C) = 14878.33; \quad N_I = -U_\phi^2 \operatorname{Im}(\bar{Y}_A + \tilde{a}\bar{Y}_B + \dot{a}\bar{Y}_C) = 3123.74,$$

Computer simulation of integral expressions (6)-(8) gives similar numerical values.

For the same loading of renewable generator reserve powers during distributed active filtration, squares of inactive powers are divided into approximately the same groups by the number of compensators available. So with two compensators, the first group should include N_R and N_I , other inactive powers Q, D_R, D_I included in the second group. In the presence of three compensators, N_R is the first group, D_I, N_I is the second group, Q, D_R is the third. With four compensators, N_R is the first group, D_I is the second group, D_R is the third group, Q, N_I is the fourth.

The active current $\mathbf{i}_p(t)$, according to Fryze in the decomposition (9), provides the required active power of the load with minimum possible power losses in the transmission line [16, 17], which is equal to the relative value:

$$\Delta P_{MIN} / r = \frac{1}{T} \int_T \mathbf{i}_p^\wedge(t) \mathbf{i}_p(t) dt = I_p^2 = P^2 U_{\mathcal{L}}^{-2} = 393577.$$

Each of the inactive components of current decomposition (9) contributes to the total power losses:

$$I_Q^2 = \Delta P_Q / r = \frac{1}{T} \int_T \mathbf{i}_Q^\wedge(t) \mathbf{i}_Q(t) dt = Q^2 U_{\mathcal{L}}^{-2} = 502.01;$$

$$I_{DR}^2 = \Delta P_{DR} / r = \frac{1}{T} \int_T \mathbf{i}_{DR}^\wedge(t) \mathbf{i}_{DR}(t) dt = D_R^2 U_{\mathcal{L}}^{-2} = 656.28;$$

$$I_{DI}^2 = \Delta P_{DI} / r = \frac{1}{T} \int_T \mathbf{i}_{DI}^\wedge(t) \mathbf{i}_{DI}(t) dt = D_I^2 U_{\mathcal{L}}^{-2} = 936.77;$$

$$I_{NR}^2 = \Delta P_{NR} / r = \frac{1}{T} \int_T \mathbf{i}_{NR}^\wedge(t) (\mathbf{E} + 3\rho \bar{\mathbf{e}}_0 \bar{\mathbf{e}}_0^\wedge) \mathbf{i}_{NR}(t) dt = (1 + 3\rho) N_R^2 U_{\mathcal{L}}^{-2} = 3814.49;$$

$$I_{NI}^2 = \Delta P_{NI} / r = \frac{1}{T} \int_T \mathbf{i}_{NI}^\wedge(t) (\mathbf{E} + 3\rho \bar{\mathbf{e}}_0 \bar{\mathbf{e}}_0^\wedge) \mathbf{i}_{NI}(t) dt = (1 + 3\rho) N_I^2 U_{\mathcal{L}}^{-2} = 168.14.$$

Replacement of linear load of phase *A* with a circuit containing a sequential connection of the active resistance $R_A/2=2.5\Omega$ and the ideal diode causes the flow of phase current $i_A(t)=[|u_A(t)|+u_A(t)]/R_A$, which does not change the considered mode of the main harmonic of line currents, but causes the appearance of additional currents of higher harmonics in the transmission line, described by the vector of instantaneous values $\mathbf{i}_H(t)=|u_A(t)|/R_{AB}||1\ 0\ 0||^{\wedge}$. It corresponds to the relative power losses of higher harmonic currents:

$$\Delta P_H / r = I_H^2 = \frac{r+r_N}{rT} \int_T \mathbf{i}_H^{\wedge}(t)\mathbf{i}_H(t)dt = \frac{U_{\phi}^2(1+\rho)}{R_A^2} = 2901.63.$$

Relative total power losses according to (10):

$$\Delta P / r = I_P^2 + I_Q^2 + I_{DR}^2 + I_{DI}^2 + I_{NR}^2 + I_{NI}^2 + I_H^2 = I^2 = 12915.1.$$

Graphs of changes in the instantaneous values of currents and powers, as well as relative power losses corresponding to each of the quadratic components of apparent power for nonlinear load, are shown in Fig. 3. The data of the virtual experiment fully confirmed the calculated values of the relative losses from each of the seven orthogonal components of the current decomposition (10) and the independence of integral powers (6)-(8) from the currents of higher harmonics.

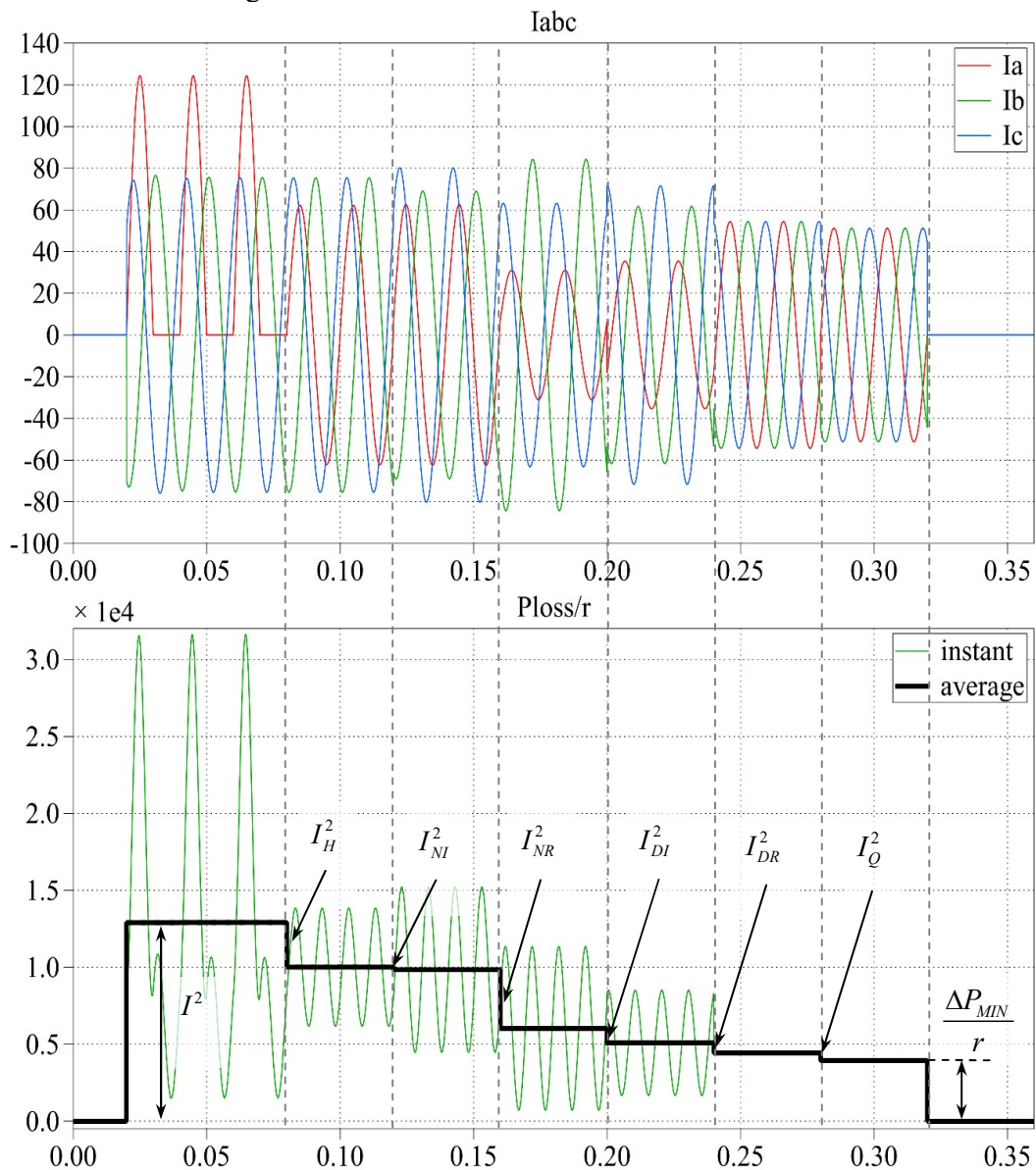


Fig. 3

Conclusions.

1. It is proposed to identify the sinusoidal mode of the three-phase four-wire power system under the condition of asymmetric source with six mutually orthogonal components of the three-coordinate vector of line currents, each of which determines a separate contribution to the power losses of the transmission line, but only the component of the active current according to Fryze transfers energy to the load, the rest are subject to compensation in the process of concentrated or distributed filtration.

2. It is shown that the unbalance power is due to four mutually orthogonal components of the three-coordinate vector of line currents with defined reference voltage vectors, each of which is proportional to a separate orthogonal component of the unbalance power. Integral formulas for determining the scalar values of the four specified orthogonal components of unbalance powers have been obtained, which open the possibility of considering their contribution to the deterioration of the power quality and synthesizing the control signals for distributed active filtration. It is shown that these formulas retain the initial values of the power in the presence of currents of higher harmonics.

3. The connection between the four specified orthogonal components of the unbalance power and the parameters of the linear unbalanced load was established, which made it possible to verify these integral formulas using a computer experiment. It is analytically established and experimentally confirmed that the squares of the two orthogonal components of the unbalance powers associated with the current of the neutral wire are included in the decomposition of the square of apparent power and power losses with the multiplier, depending on the ratio of the resistances of the transmission line of the three-phase four-wire power system.

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

1. Hryb O.H., Sokol E.I., Zharkin A.F., Vasylychenko V.I., Tesik Yu.F. Quality of electrical energy. Volume 3. Methods and means of improving the quality of electrical power. Kharkiv: Hraf-X, 2014. 292 p. (Ukr)
2. Definitions for the measurement of electric power quantities under sinusoidal non-sinusoidal, balanced or unbalanced conditions. IEEE Std. 1459-2010, 2010. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2010.5439063>
3. Syrotyn Yu.A., Hryb O.H., Hapon D.A., Ierusalymova T.S., Shvets S.V. Accounting for inactive components of apparent power. *Bulletin of NTU KhPI, Hydraulic machines and hydrounits*. 2017. No 22 (1244). Pp. 71–76. (Rus)
4. Fortescue, C.L. Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks. Proc. 34th Annual Convention of the AIEE, Atlantic City, NJ, USA, 1918. Vol. 37. No 3. Pp. 1027–1140. DOI: <https://doi.org/10.1109/T-AIEE.1918.4765570>
5. Vo T., Ravishankar J., Nurdin H.I., Fletcher J. A novel controller for harmonics reduction of grid-tied converters in unbalanced networks. *Electr. Power Syst. Res.* 2018. Vol. 155. Pp. 296–306. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.10.019>
6. Salmerón P., Vázquez J.R., Herrera R.S., Litrán S.P. Apparent power and power factor in unbalanced and distorted systems. Applications in three phase load compensations. *RE&PQJ*, Vol. 1. No 5. 2007. DOI: <https://doi.org/10.24084/repqj05.312>
7. Pedro A. Blasco, Rafael Montoya-Mira, José M. Diez, Rafael Montoya. An Alternate Representation of the Vector of Apparent Power and Unbalanced Power in Three-Phase Electrical Systems. *Appl. Sci.* 2020. No 10. 3756. DOI: <https://doi:10.3390/app10113756>
8. Vijay A.S., Doolla Suryanarayana, Chandorkar Mukul C. Unbalance mitigation strategies in microgrids. *IET Power Electron.* 2020. Vol. 13. Iss. 9. Pp. 1687-1710. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2019.1080>
9. Artemenko M.Y., Batrak L.M., Mykhalskyi V.M., Polishchuk S.Y. Energy performance optimization of the three phase four wire power supply system with a shunt active filter in the unbalanced sinusoidal mode. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2015. No 2. Pp. 30-37. (Ukr)
10. Mykhalskyi V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Shapoval I.A. The minimization strategy of undesirable instantaneous power components with different topologies of shunt active filter. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2014. No 1. Pp. 41-50. (Ukr)
11. Czarnecki L.S., Haley P.M. Unbalanced Power in Four-Wire Systems and its Reactive Compensation. *IEEE Transactions on Power Delivery. IEEE Transactions on Power Delivery*. 2015. Vol. 30. No 1. Pp. 53-63. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2014.2314599>
12. Augusto Matheus dos Santos Alonso, Danilo Iglesias Brandao, Elisabetta Tedeschi, Fernando Pinhabel Marafão. Distributed selective harmonic mitigation and decoupled unbalance compensation by coordinated inverters in

three-phase four-wire low-voltage networks. *Electric Power Systems Research*. Sept. 2020. Vol. 186. Pp. 1–14. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2020.106407>

13. Guodong Liu, Thomas B. Ollis, Bailu Xiao, Xiaohu Zhang, Kevin Tomsovic. Distributed energy management for community microgrids considering phase balancing and peak shaving. *IET Gener. Transm. Distrib.* 2019. Vol. 13. Iss. 9. Pp. 1612-1620. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2018.5881>

14. Boiko V.S., Boiko V.V., Vydolob Yu.F. Theoretical Fundamentals of Electrical Engineering: Tutorial. Steady-state modes of linear electric circles with lumped parameters. Vol. 1. Kyiv: Polytechnic Publishing House. 2004. 272 p. (Rus)

15. Artemenko M.Yu., Mykhalskyi V.M., Polishchuk S.Y. Definition of apparent power of three-phase power supply systems as a theoretical basis for development of energy-efficient shunt active filters. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2017. No 2. Pp. 25-34. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.025>

16. Artemenko M., Batrak L., Polishchuk S. New definition formulas for apparent power and active current of three-phase power system. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2019. No 95(8). Pp. 81–85. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2019.08.20>

17. Polishchuk S.Y., Artemenko M.Yu., Mykhalskyi V.M., Batrak L.M., Shapoval I.A. Shunt active filter control strategy with partial decrease of zero-sequence voltage in three-phase four-wire system. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2013. No 3. Pp. 12-19. (Ukr)

УДК 621.314

ІДЕНТИФІКАЦІЯ ПОТУЖНОСТІ НЕБАЛАНСУ ТРИФАЗНОЇ ЧОТИРИПРОВІДНОЇ СИСТЕМИ ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ ПОТРЕБ ЇЇ РОЗПОДІЛЕНОЇ КОМПЕНСАЦІЇ

М.Ю. Артеменко¹, докт.техн.наук, В.В. Чопик², канд.техн.наук, В.М. Михальський², чл.-кор. НАН України, І.А. Шаповал², докт.техн.наук, С.Й. Поліщук², канд.техн.наук

¹ НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського», пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.

² Інститут електродинаміки НАН України, пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: mikhalsky@ied.org.ua

Ідея розподіленої активної фільтрації полягає в компенсації струмів вищих гармонік та небажаних складових потужності основної мережі інверторами перетворювачів відновлюваної енергії приєднаної мікромережі, що мають резерви повної потужності. Задля зручності розподіленої компенсації запропоновано ідентифікувати синусоїдний режим трифазної чотирипровідної системи живлення за умови симетричного джерела шістьма взаємно ортогональними складовими трикоординатного вектора лінійних струмів. Показано, що потужність небалансу зумовлена чотирма взаємно ортогональними складовими трикоординатного вектора лінійних струмів з визначеними опорними векторами напруг, кожен з яких пропорційний окремій ортогональній складовій потужності небалансу. Отримано інтегральні формули для визначення скалярних значень чотирьох зазначених ортогональних складових потужностей небалансу, що відкривають можливість обліку їхнього внеску у погіршення якості електричної енергії та синтезу керуючих сигналів для активної розподіленої фільтрації. Встановлено зв'язок між чотирма зазначеними ортогональними складовими потужностями небалансу та параметрами лінійного незбалансованого навантаження, що дало змогу верифікувати ці інтегральні формули за допомогою комп'ютерного експерименту. Аналітично встановлено та експериментально підтверджено, що квадрати двох ортогональних складових потужностей небалансу, пов'язані зі струмом нейтрального проводу, входять в декомпозиції квадрату повної потужності та потужності втрат із множником, що залежить від співвідношення опорів лінії передачі трифазної чотирипровідної системи живлення. Бібл. 17, рис. 3.

Ключові слова: потужність небалансу, мікромережа, стратегія керування паралельним активним фільтром, розподілена фільтрація

Надійшла 11.03.2022

ОСОБЛИВОСТІ ДЕКОМПОЗИЦІЇ БАГАТОРІВНЕВИХ ВИПРЯМЛЯЧІВ ЗА УМОВИ ЗАДАНОГО ОБМЕЖЕННЯ ДІАПАЗОНУ РЕГУЛЮВАННЯ ВИХІДНОЇ НАПРУГИ

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 ; AnatMozhrvsk@ukr.net

Узгодження вимог певних груп електротехнічних та електротехнологічних споживачів електроенергії з діючими умовами живлення вимагає у багатьох випадках використання засобів перетворювальної техніки. Чільне місце серед систем, призначених для цілеспрямованої зміни напруги живлення таких споживачів (регулювання, стабілізації), займають перетворювачі з трансформаторно-ключовими виконавчими структурами або tap changing (smart) transformers, в яких застосовується дискретно-разове керування (discrete-time control), зокрема так звані багаторівневі випрямлячі змінного струму (БРВ). Під час синтезу БРВ головною проблемою є визначення оптимального закону секціонування вторинної обвитки його трансформатора. В роботі проаналізовано особливості декомпозиції БРВ на два функціонально тотожні блоки за умови заданого обмеження діапазону регулювання вихідної напруги та її відмінність від декомпозиції широкодіапазонних БРВ. Визначено апріорну багатоваріантність схемотехнічних рішень таких БРВ. Запропоновано нові БРВ з високою ефективністю використання напівпровідникових ключових елементів. Бібл. 15, рис. 7, табл. 3.

Ключові слова: багаторівневий випрямляч, трансформаторно-ключова виконавча структура, tap changing transformer, smart transformer, декомпозиція, багатоваріантність, ефективність використання ключових елементів.

Якість електроенергії (ЕЕ) в системах живлення електротехнічного та електротехнологічного обладнання далеко не завжди відповідає прийнятним нормам [1]. Згідно з діючим стандартом її параметри можуть коливатися/відхилятися від номінальних значень лише у деяких унормованих межах та, навіть, на деякий час (щоправда, теж унормований) виходити за них [2]. Проте, на практиці до цього додаються впливи втрат ЕЕ при транспортуванні та у лініях приєднання (особливо – "слабких"), віддаленість електроспоживачів, тощо [3]. Найгостріше проблема підтримання необхідної якості ЕЕ, зокрема стабільності рівня напруги, постає у локальних енергосистемах та системах з відновлюваними джерелами енергії (що є апріорі нестабільними), збільшення кількості та вагомості яких є сучасним трендом у світовій енергетиці [4, 5]. Вирішення цієї проблеми вимагає створення, вдосконалення та застосування різноманітних систем стабілізації напруги. Натомість, значна частина електротехнологічного обладнання внаслідок особливостей процесів, які в них реалізуються, потребує регулювання живлячої напруги в деяких, інколи в дуже широких межах.

В системах живлення споживачів змінного струму серед пристроїв, що виконують функцію необхідної цілеспрямованої зміни рівня вихідної напруги (регулювання, стабілізації) чільне місце займають енергоефективні перетворювачі з трансформаторно-ключовими виконавчими структурами – ТКВС [1]. Це так звані tap changing transformers, які, зокрема, широко використовуються у інтерактивних джерелах гарантованого живлення – Line-Interactive UPS, які ще називають Smart UPS [6, 7, 8]. У структурах цього типу можлива реалізація множини робочих станів, що визначається необхідною точністю регулювання. Кожний стан характеризується відповідним коефіцієнтом передачі по напрузі, а перехід між станами відбувається шляхом дискретно-разового керування (discrete-time control [9]) напівпровідниковими ключовими елементами (переважно – тиристорами), завдяки чому у робочих станах ТКВС відсутні будь-які спотворення у вихідній напрузі та у вхідному струмі.

В системах живлення споживачів випрямленого струму функція зміни в разі необхідності рівня вихідної напруги реалізується або самим випрямлячем за рахунок застосування імпульсного регулювання керованими ключами (зокрема, фазового), або окремим перетворювачем рівня напруги змінного струму на вході нерегульованого випрямляча. У першому випадку і вихідна напруга, і вхідний струм мають спотворення, які змінюються в процесі регулювання, що вимагає встановлення відпові-

дних вхідних та вихідних фільтрів [10]. У другому – відбувається подвійне перетворення ЕЕ [11], що суттєво позначається на ефективності використання напівпровідникових ключових елементів.

Перспективним для цих систем живлення є застосування класу ТКВС, в яких виконання функцій як регулювання (шляхом формування потрібної множини станів системи), так і випрямлення напруги змінного струму покладено на одні й ті ж ключові елементи. Такі багаторівневі випрямлячі (БРВ) складаються з силового трансформатора Тр та певного масиву паралельно з'єднаних пар послідовно з'єднаних тиристорів (стійок), спільні точки яких приєднані до відповідних відводів секціонованої вторинної обвитки Тр [12]. Конфігурація БРВ не залежить від заданого діапазону регулювання вихідної напруги, проте оптимальні закони секціонування обвитки є різними для випадку широкодіапазонного регулювання, коли нижня межа напруги дорівнює нулю, та випадку з обмеженням діапазону, коли нижня межа за вимогами споживача має відмінне від нуля значення. В обох випадках видається доцільною декомпозиція БРВ на два нетотожних, але функціонально однакових блока, яка дає змогу досягти суттєвого підвищення ефективності використання ключових елементів (за рахунок мультиплікативності зв'язків станів блоків). Проте, ця процедура для обох випадків суттєво різниться.

Метою роботи є визначення особливостей декомпозиції багаторівневого випрямляча за умови заданого обмеження діапазону регулювання вихідної напруги та синтез схемотехнічних рішень БРВ, оптимальних за ефективністю використання напівпровідникових ключових елементів.

У попередніх роботах авторів, зокрема у [13], сформульовано основні положення щодо секціонування вторинної обвитки трансформатора БРВ. А саме. Щонайменше одна з секцій розраховується на напругу ΔU_0 , що відповідає кроку регулювання. Задля зручності подальшого дослідження саме по напрузі цієї секції й, відповідно, кількості її витків доцільно нормувати напруги та кількості витків інших секцій. Сумарне значення кількості витків всіх секцій повинно дорівнювати заданому діапазону регулювання напруги. Шкала J рівнів вихідної напруги має бути лінійною, без проміжків, тобто $U_{2(j+1)} = U_{2j} + \Delta U_0$ ($j = \overline{1, J}$). Виходячи з цього було

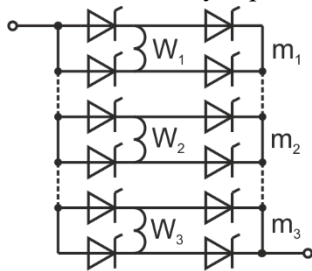


Рис. 1

доведено необхідність такого поділу вторинної обвитки Тр, за якого вона має три групи секцій, кожна з яких містить m_i однакових по кількості витків секцій W_i ($i = 1, 2, 3$). (Після прийнятого нормування маємо: $W_3^* = W_3/W_3 = 1$; $W_2^* = W_2/W_3$; $W_1^* = W_1/W_3$). Це відображено на рис. 1, де наведено конфігурацію БРВ у найбільш узагальненому вигляді (задля компактності без первинної обвитки Тр). За кількості стійок S у цій структурі загальна кількість секцій вторинної обвитки становить $M = m_1 + m_2 + m_3 = S - 1$.

Для випадку широкодіапазонного регулювання напруги (назвемо відповідний перетворювач БРВшд), у [13] було наведено й обґрунтовано оптимальний (з позиції забезпечення високої ефективності використання напівпровідникових ключів) закон секціонування вторинної обвитки Тр, який у даній роботі представлено у більш компактному та узагальненому вигляді (табл. 1). Кількість стійок

Таблиця 1

i	W_i^*	m_i
1	$0,5[S \pm 0,5(1 - (-1)^S)]$	1
2	$0,5[S \mp 0,5(1 - (-1)^S)] + 1$	$0,5[S \mp 0,5(1 - (-1)^S)] - 1$
3	1	$0,5[S \pm 0,5(1 - (-1)^S)] - 1$

таблиці формул впливає, що при виборі парної кількості стійок можливим є один варіант оптимального підбору кількості секцій у групах та витків у секціях, а самі вирази для їхнього розрахунку значно спрощуються. За непарної кількості стійок вирази теж спрощуються, проте можливими при цьому стають вже два варіанти секціонування обвитки, які є оптимальними, тобто однаковими за ефективністю використання ключів.

У [15] доведено можливість подальшого збільшення зазначеного критерія якості БРВшд шляхом його декомпозиції (поділу на два блоки), сутність якої полягає в синтезі структури (визначенні оптимального співвідношення кількості стійок у кожному блоці, взаємного розташування секцій між блоками) та синтезі параметрів вторинної обвитки Тр (визначенні оптимальної кількості секцій у групах та кількості витків у секціях). За збереження загальної кількості стійок S блоки мають відповідно S_1 та S_2 стійок, що розраховуються за формулою $S_k = 0,5[S \pm (1 - (-1)^{S_k})]$, де $k = 1, 2$. Кожен блок може працювати у J_i робочих станах, кількість яких визначається S_i . Один з блоків (незалежно від кількості стійок) містить секції з меншою, а другий – з більшою кількістю витків. Виткові співвідношення секцій

S визначає не лише параметри секцій (m_i, W_i), а й загальна кількість можливих станів структури $J = 0,25[(S+2)^2 - 0,5(1 - (-1)^S)] - 3$. З цього виразу маємо нерівність, за якою обирається кількість стійок, необхідних для реалізації заданої кількості станів, $S \geq 2(-1 + \sqrt{J+3})$. З наведених у

цій у кожному блоці обираються за законом (табл. 1), проте кількості витків у секціях другого блоку мають бути у J_1+1 більшими, тобто загальна кількість станів (рівнів вихідної напруги) $J=J_1+J_2(J_1+1)$.

Декомпозицію БРВшд розглянемо на прикладі перетворювача з 9 стійками, тобто з 8 секціями обвитки ($m_1=1, m_2=3, m_3=4$), який може функціонувати у 28 станах з відповідними коефіцієнтами передачі по напрузі (з врахуванням нульового рівня). На рис. 2 зображено його структуру та наведено відносні значення кількостей витків у секціях трьох груп для двох можливих рівноцінних варіантів, один з яких – у дужках. (Зауважимо, що наявність різних варіантів можна відобразити і таким чином: $W_3=1, W_2=6(5), W_1=5(4)$). Проте, на нашу думку, використання ілюстративного матеріалу є більш наочним). Синтезований двоблоковий БРВшд (рис. 3) за $S_f=5$ забезпечує $J_f=9$; за $S_f=4$ забезпечує $J_f=6$, тобто $J=6+9(6+1)=69$. Його можна реалізувати у чотирьох рівноцінних за кількістю робочих станів варіантах – з врахуванням нульового рівня $J=70$, що у 2,5 разу більше, ніж до декомпозиції.

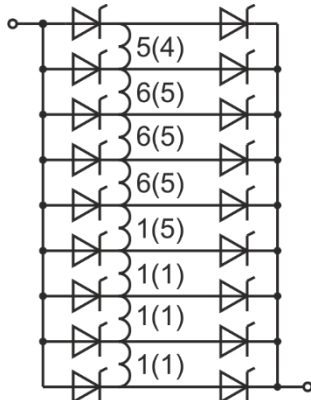


Рис. 2

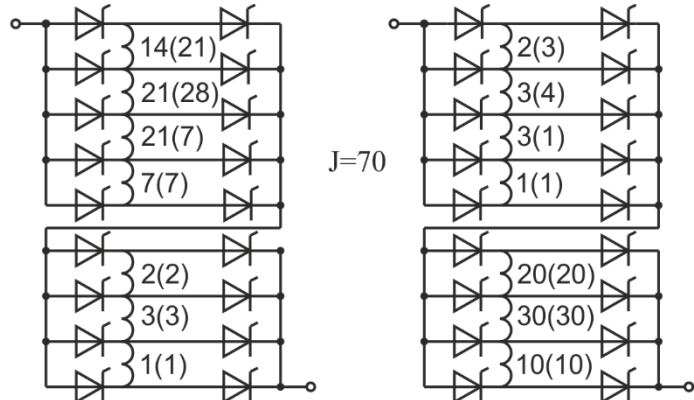


Рис. 3

Аналогічно можна виконати декомпозицію у випадку побудови БРВ за необхідності регулювання напруги в обмеженому діапазоні (або під час реалізації стабілізації вихідної напруги). Основною відмінністю такого перетворювача – назовемо його БРВод – є те, що у разі секціонування обвитки у другій групі буде одна секція ($m_2=1$), кількість витків якої ($W_2=W_0$) визначається мінімальною вихідною напругою. Для цього перетворювача з метою забезпечення високої ефективності використання ключів довелося запропонувати інший закон секціонування, який відображено у табл. 2. При цьому

Таблиця 2

i	W_i^*	m_i
1	$0,5[S \mp 0,5(1-(-1)^S)]$	1
2	W_0^*	$0,5[S \pm 0,5(1-(-1)^S)]-1$
3	1	$0,5[S \mp 0,5(1-(-1)^S)]-1$

по іншому визначається й залежність загальної кількості станів структури від кількості стійок $J=0,25[S^2-0,5(1-(-1)^S)]$ та зворотна залежність $S \geq 2\sqrt{J}$. Тут, як і раніше, є різниця у разі секціонування обвитки за парної та непарної кількості стійок: у першому випадку можливим є один

варіант оптимального вибору секцій у групах та витків у секціях, а у другому – два однакових за ефективністю використання ключів варіанта.

На рис. 4 наведено структуру такого перетворювача з тією ж кількістю стійок $S=9$, яка може працювати у 20-ти станах, що значно менше, ніж у БРВшд. Це не слід трактувати як якийсь недолік, це наслідок необхідності введення "неформатної" секції W_0 , яка практично "витіснила" другу, найбільш вагому (за кількістю витків) групу регульованих секцій, що призвело до збільшення кількості менш вагомих секцій першої групи (у БРВшд $m_1=1$). Таке положення лише відображає специфіку функціонування БРВшд. Звуження за вимогою споживача діапазону регулювання напруги у разі забезпечення незмінної точності регулювання зменшує вимоги щодо кількості станів системи та, як наслідок, веде до певного зменшення необхідної кількості ключів. До того ж слід додати, що за тієї ж структури, що й у БРВшд, тут виникає можливість змінити деякі елементи структури, а саме використати замість тиристорів менш вартісні діоди у двох стійках, до середніх точок яких приєднана секція W_0 . За відсутності керуючих сигналів на тиристорах, що залишилися, споживач буде живитися напругою найнижчого рівня, а у разі вмикання будь-якої тири-

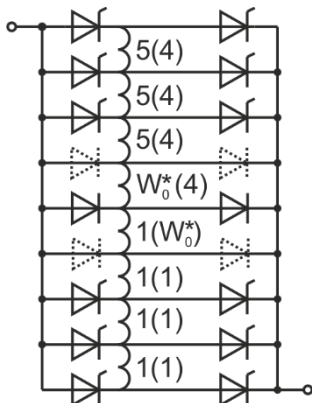


Рис. 4

торної стійки найближча до неї діодна стійка закривається природнім шляхом, і відбувається збільшення кількості задіяних витків, тобто необхідна зміна стану структури та напруги. При знятті імпульсів управління з діючих тиристорів вони, згідно з принципом дискретно-разового керування, зачиняються, та у роботу входить відповідна діодна стійка й до споживача знову подається мінімальна напруга до надходження імпульсів управління на нову пару тиристорів.

У разі декомпозиції БРВод синтез двоблокової структури відрізняється тим, що для блока, в якому є тільки регулювальні секції, кількості витків визначаються за законом табл. 1, а кількості витків у блоці, де W_0 , – за законом табл. 2. При цьому за однакової кількості S отримуємо 4 рівноцінних варіанти структури, де W_0 розміщена у блоці з більшою кількістю стійок (рис. 5), та 4 рівноцінних варіанти – де W_0 у блоці з меншою кількістю стійок (рис. 6). У другому випадку кількість станів двоблокового БРВод дорівнює 40, а у першому – 42, тобто розміщення W_0 саме у блоці з більшою S_j дає змогу отримати оптимальні варіанти побудови синтезованої структури БРВод зі збільшеною у 2,1 разу ($42/20=2,1$) ефективністю використання напівпровідникових ключових елементів. (Зауважимо, що на розміщення регулювальних секцій з більшою або меншою кількістю витків наявність або відсутність обвитки W_0 не накладає обмежень).

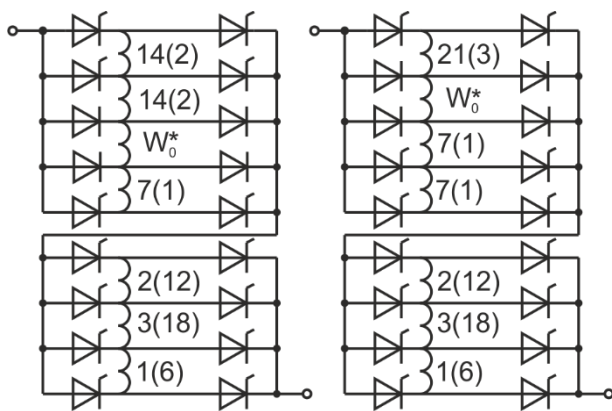


Рис. 5

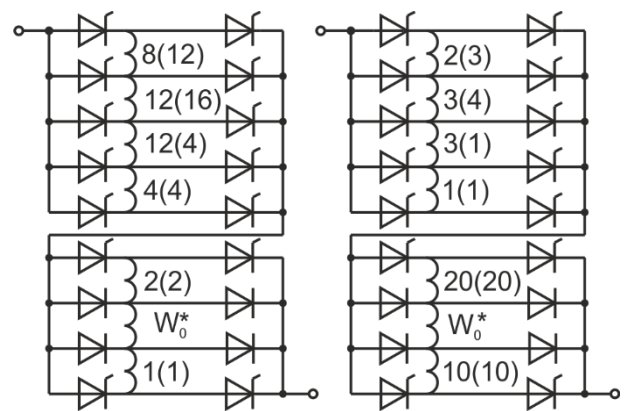


Рис. 6

Задля узагальнюючої оцінки особливостей декомпозиції БРВ з метою забезпечення високої ефективності використання ключових елементів за широкого та обмеженого діапазонів регулювання вихідної напруги, було розглянуто ще один двоблоковий БРВод з загальною кількістю стійок $S=10$ ($S_1=S_2=5$), який може працювати в одному з 60-ти робочих станів з відповідними коефіцієнтами передачі по напрузі. Згідно з прийнятими законами секціонування (див. табл. 1, табл. 2) було визначено, що у цьому випадку можливими є 8 варіантів оптимальних рішень. У табл. 3 наведено отримані в

Таблиця 3

i	1	2	3	4	5	6	7	8
W_{1i}	2	2	20	20	3	3	30	30
	2	2	20	20	W_0^*	W_0^*	W_0^*	W_0^*
	W_0^*	W_0^*	W_0^*	W_0^*	1	1	10	10
	1	1	10	10	1	1	10	10
W_{2i}	12	18	2	3	12	18	2	3
	18	24	3	4	18	24	3	4
	18	6	3	1	18	6	3	1
	6	6	1	1	6	6	1	1

результаті параметричного синтезу відносні значення кількостей витків у регулювальних секціях обвиток обох блоків W_{1i} , W_{2i} для всіх 8-ми варіантів. (Зауважимо, що ця третя форма подання інформації щодо секціонування обвитки Tr є одночасно компактною та достатньо наочною). Аналіз масиву досліджених схематичних рішень виконавчої структури БРВ свідчить, що кількість оптимальних варіантів залежить не від складності перетворювача (тобто кількості пар ключів), а від їхньої парності чи непарності у отриманих після декомпозиції блоках. Так у БРВод за парних значень S_1 та S_2 оптимальних варіантів – 2, за парне S_1 та непарне S_2 (або навпаки) таких варіантів – 4, а за обох непарних S_1 та S_2 – 8. У БРВшд оптимальних варіантів вдвічі менше – відповідно 1, 2, 4. Ці цифри наведено лише як доказ наявності певних особливостей за регулювання вихідної напруги БРВ в широкому або обмеженому діапазоні, бо для реалізації ефективного перетворювача достатньо визначити та обрати лише один з множини варіантів оптимальний закон секціонування обвитки Tr .

Наслідком переходу (як було обумовлено раніше – за незмінного значення S) від одноблокового БРВ з кількістю станів J_1 до двоблокового БРВ з загальною кількістю станів J_2 , є очікуване зростання коефіцієнту ефективності використання напівпровідникових ключових елементів $K_{e1}=J_1/N$ до $K_{e2}=J_2/N$. Задля оцінки результатів виконаної операції введемо коефіцієнт K_{e0} , що відповідає ефективній декомпозиції, $K_{e0}=K_{e2}/K_{e1}=J_2/J_1$. Визначені теоретичні положення щодо вдосконалення багаторівневих випрямлячів справедливі для виконавчих структур будь-якої складності. Проте перетворювачі цього класу не призначені для прецизійного регулювання, тому у більшості випадків можна використовувати схемотехнічні рішення з 7-10 парами напівпровідникових приладів, що дає змогу реалізувати 20-100 (БРВшд) або 15-60 (БРВод) робочих станів. На рис. 7 наведено залежності $K_{e0}=f(S)$ для БРВшд (суцільні лінії) та БРВод (пунктирні лінії). Як видно, у першому випадку введений коефіцієнт має очікувано більше значення, а його залежність від S є більш виразною. В обох випадках за незмінності S досягається значне (у 1,5-2,5 разу) зростання кількості станів структури,

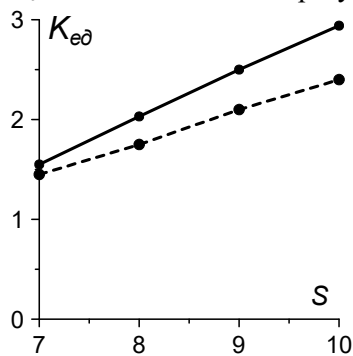


Рис. 7

що реалізуються, та, як наслідок, збільшення точності регулювання рівня вихідної напруги.

Висновки. У роботі визначено особливості вдосконалення багаторівневих випрямлячів з широким або обмеженим діапазонами регулювання вихідної напруги шляхом декомпозиції виконавчої структури (поділу на два блоки), що, внаслідок мультиплікативності зв'язку їхніх робочих станів, забезпечує суттєве збільшення кількості коефіцієнтів передачі по напрузі. Таким чином, виокремлено та досліджено ще один з аспектів багатоваріантності трансформаторно-ключових виконавчих структур, який дає змогу синтезувати масиви параметрів секцій обвитки трансформуючого елемента БРВ, оптимальних за ефективністю використання ключових напівпровідникових приладів.

Роботу виконано в рамках бюджетної програми за темою "Барер-2", державний реєстраційний номер 0117U007714(КПКВК 6541030).

1. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. К.: Наукова думка, 1983. 216 с.
2. Характеристики напруги електропостачання в електричних мережах загального призначення. ДСТУ EN 50160:2014. Київ: УкрДНЦ, 2014, 32 с.
3. Гриб О.Г., Сокол Е.И., Жаркін А.Ф., Васильченко В.И., Тесік Ю.Ф. Качество электрической энергии. Харків: ПП Граф-Ікс, 2014. 244 с.
4. 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.
5. Statistics Time Series. URL: <https://www.irena.org/Statistics/View-Data-by-Topic/Capacity-and-Generation/Statistics-Time-Series> (дата звернення 11.02.2022)
6. Willems W., Vandoorn T.L., De Kooning, J.D., Vandeveldel L. Development of a smart transformer to control the power exchange of a microgrid. 4th International Conf. *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT - Europe 2013)*, IEEE, 6-9 Oct. 2013, At Lyngby, Denmark. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISGTEurope.2013.6695300>
7. Trentini Andrea. The use of smart transformer in the presence of dispersed generation. Diss. Politecnico di Torino, 2018.
8. Huang M., Dong L., Zhang J., Wang J., Hao Z. Research on the Differential Protection Algorithm of Multi-Tap Special Transformer. *Journal of Power and Energy Engineering*. 2014. Vol. 2. No 09. Pp. 98–105. DOI: <https://doi.org/10.4236/jpee.2014.29014>
9. Bimal K. Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. IEEE Power Electronics Society Newsletter Fourth Quarter. 2007. Vol. 19. No 4. Pp. 11–20.
10. Allan David Crane, Warren Mark Blewi. Power converters. US Patent 9800161B2. Oct. 27, 2017.
11. Timothy F. Glennon, Byron R. Mehl. Regulated AC/DC converter. US Patent 4739466. Apr. 19, 1988.
12. Липківський К.О., Мажаровський А.Г. Особливості процесів зміни вихідної напруги регуляторів спрямованого струму, побудованих на основі трансформаторно-ключових виконавчих структур. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 3. С. 42–46.
13. Липківський К.О., Мажаровський А.Г. Особливості секціонування обвитки трансформуючого елемента трансформаторно-ключової виконавчої структури у вольтододавчому каналі системи живлення постійного струму. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 6. С. 25–31. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.025>

14. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Вдосконалення багаторівневого випрямляча у складі вольто-додавчого каналу системи живлення постійного струму шляхом декомпозиції його елементів. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 2. С. 35–41. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.035>

15. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Багаторівневий регулятор величини постійної напруги. Патент на корисну модель №150214, Україна. 2006.

FEATURES OF DECOMPOSITION OF MULTI-LEVEL RECTIFIERS UNDER CONDITIONS OF THE SPECIFIC LIMIT OF THE RANGE OF OUTPUT VOLTAGE REGULATION

K.O. Lypkivskiy, A.G. Mozharovskiy

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine

Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: lypkivskyk@ukr.net ; AnatMozhrvsk@ukr.net

Harmonization of the requirements of certain groups of electrical and electrotechnological consumers of electricity with the current supply conditions requires in many cases the use of converters. Prominent among the systems designed to purposefully change the supply voltage of such consumers (regulation, stabilization) are converters with transformer-and-switches executive structure or tap changing (smart) transformers, which use discrete-time control, in particular so-called multi-level AC rectifiers (MLR). In the synthesis of MLR the main problem is to determine the optimal law of sectioning of the secondary envelope of its transformer. The paper analyzes the features of MLR decomposition into two functionally identical blocks under the given limitation of the output voltage control range and its difference from the decomposition of wide-range MLRs. The a priori variety of circuit technical solutions of such MLRs is determined. New MLRs with high efficiency of semiconductor switch elements use are offered.

Key words: multilevel rectifier, transformer-and-switches executive structure, tap changing transformer, smart transformer, decomposition, multivariate, efficiency of use of switch elements. References 15, figures 7, tables 3.

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

2. Voltage characteristics of electricity supplied by public electricity networks. EN 50160. Kyiv: UkrNDNTs, 2014, 32 p. (Ukr)

3. Gryb O.G., Sokol E.I., Zharkin A.F., Vasylychenko V.I., Tesyk Y.F. Quality of electrical energy. Kharkiv: PE Graf-X, 2014. 244 p. (Rus).

4. Kirilenko 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)

5. Statistics Time Series. URL: <https://www.irena.org/Statistics/View-Data-by-Topic/Capacity-and-Generation/Statistics-Time-Series> (accessed at 11.02.2022)

6. Willems W., Vandoornt T.L., De Kooning, J.D., Vandeveld L. Development of a smart transformer to control the power exchange of a microgrid. 4th International Conf. *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT - Europe 2013)*, IEEE, 6-9 Oct. 2013, At Lyngby, Denmark. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISGTEurope.2013.6695300>

7. Trentini, Andrea. The use of smart transformer in the presence of dispersed generation. Diss. Politecnico di Torino, 2018

8. Huang M., Dong L., Zhang J., Wang J., Hao Z. Research on the Differential Protection Algorithm of Multi-Tap Special Transformer. *Journal of Power and Energy Engineering*. 2014. Vol. 2. No 09. Pp. 98–105. DOI: <https://doi.org/10.4236/jpee.2014.29014>

9. Bimal K. Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. IEEE Power Electronics Society Newsletter Fourth Quarter. 2007. Vol. 19. № 4. Pp. 11–20.

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

11. Timothy F. Glennon, Byron R. Mehl. Regulated AC/DC converter. US Patent 4739466. Apr. 19, 1988.

12. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G. Features of the processes of change of output voltage regulators rectified current built of transformer-and-switches executive structure. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2014. No 3. Pp. 42–46. (Ukr)

13. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G. Features of sectioning the turns of the transforming element of the transformer-key actuating structure in the boost channel of the DC power system. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2020. No 6. Pp. 25–31. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.025>

14. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G., Improvement of a multilevel rectifier as part of a booster channel of a DC power supply system by decomposition of its elements. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2021. No 2. Pp. 35–41. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.035>

15. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G. Multilevel DC voltage regulator. Patent UA №150214, 2006. (Ukr)

Надійшла 22.02.2022

СИСТЕМА ЦИФРОВОГО ФАЗОВОГО АВТОМАТИЧНОГО ПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ РЕЗОНАНСНОГО ІНВЕРТОРА НАПРУГИ

І.С. Зубков*, В.Я. Гуцалюк**, канд. техн. наук, О.М. Юрченко***, докт. техн. наук,
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: alfa@ied.org.ua; yuon@ied.org.ua

Розроблено цифрову систему фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ) резонансного інвертора напруги з модуляцією щільності імпульсів для установок індукційного нагрівання, яка покращує режими перемикання транзисторів у разі широкого діапазону зміни параметрів навантаження. Запропонована система використовує сигнал зворотнього зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів інвертора та за вихідним струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході інвертора зберігає цю частоту. Представлено дослідження системи ФАПЧ в різних режимах роботи у разі зміни параметрів навантаження. Бібл. 8, рис. 6, табл. 1.

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

Вступ. В високочастотних транзисторних інверторах напруги з модуляцією щільності імпульсів (низькочастотна імпульсна модуляція або pulse density modulation (PDM)) установок індукційного нагрівання важливим елементом системи керування є система фазового підстроювання частоти (ФАПЧ), від роботи якої залежать втрати потужності під час перемикання транзисторів інвертора.

В публікаціях достатньо широко представлені дослідження систем ФАПЧ для резонансних інверторів, але це не стосується систем керування з PDM [1-5]. Система PDM вносить складності в роботу ФАПЧ, тому що напруга на виході інвертора на деяких інтервалах роботи дорівнює нулю. Крім того спостерігаються низькочастотні коливання струму. Приклад системи ФАПЧ за PDM регулювання наведено в [6]. В [7] представлено спосіб ФАПЧ в системах керування резонансним інвертором напруги з модуляцією щільності імпульсів, який використовує давач переходу струму через нуль та змінює час затримки між керуючими імпульсами транзисторів та струмом в залежності від зміни амплітуди струму, частоти, розраховуючи мінімальне значення амплітуди пульсуючого струму в залежності від ємності транзисторів, добротності та параметрів модуляції. В [6,7] не застосовується зворотній зв'язок по вихідній напрузі інвертора.

В [8] розроблено спосіб керування з системою ФАПЧ, який полягає в тому, що підстроювання частоти здійснюється на інтервалі часу T_{ON} , а на інтервалі часу T_{OFF} частота підтримується такою самою, як і на інтервалі T_{ON} . В аналоговій системі ФАПЧ це здійснювалося за рахунок того, що на інтервалі T_{ON} використовувався зворотній зв'язок з давачів переходу вихідного струму через нуль та сигналів $u_{ке}$ транзисторів інвертора, а на інтервалі часу T_{OFF} використовувався тільки зворотній зв'язок з давача переходу вихідного струму через нуль, який подавався на обидва входи системи ФАПЧ. Таким чином два синфазні сигнали не змінювали частоту на інтервалі часу T_{OFF} . Однак аналогові системи програють цифровим, завдяки меншій заводо захищеності, точності, складності налаштування та інше.

Мета роботи. Розробка та дослідження цифрової системи ФАПЧ для резонансного інвертора напруги з модуляцією щільності імпульсів установок індукційного нагрівання, яка покращує режими перемикання транзисторів за широкого діапазону зміни параметрів навантаження.

На рис. 1, а 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, Дн2), миттєвого значення вихідного струму i (Дс1), середнього за модулем значення вихідного струму I_{avg} (Дс2). Всі давачі струму мають гальванічну розв'язку з силовою

© Зубков І.С., Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., 2022

ORCID ID: *<https://orcid.org/0000-0002-9705-7278>; ** <https://orcid.org/0000-0002-2496-1338>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-2107-2308>

частиною. На рис. 1, б зображено ідеалізовані форми струму i та напруги u на виході інвертора з PDM, наведено порядок слідування сигналів керування транзисторами. В схемі можуть використовуватися 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 , m та s – в нашому випадку

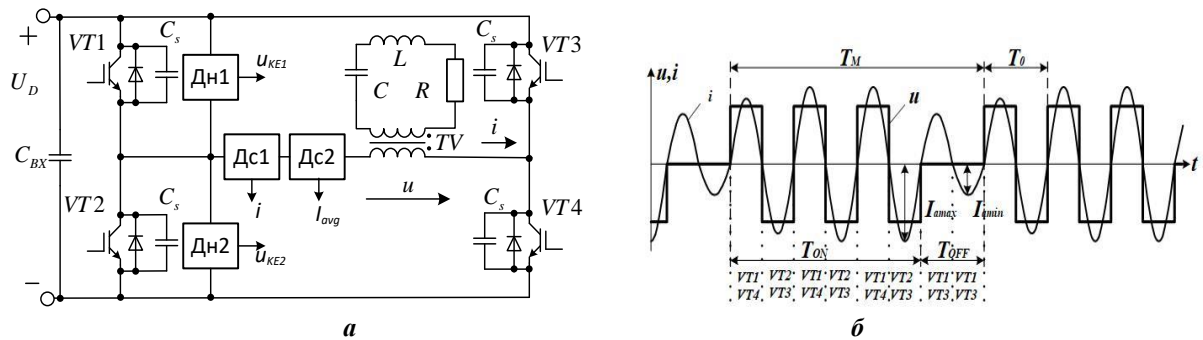


Рис. 1

натуральні числа [7]. Коефіцієнт заповнення $\gamma = m/s$.

Можливі різні комбінації параметрів m , n , s . Як один з варіантів, на рис. 2 представлені діаграми вихідної напруги, що відповідають різним значенням γ за PDM регулюванні. Параметри модуляції вибиралися таким чином, щоб забезпечити мінімальну кількість імпульсів на етапі T_{OFF} для кожного значення γ , чому відповідає невелика амплітуда низькочастотної пульсації струму.

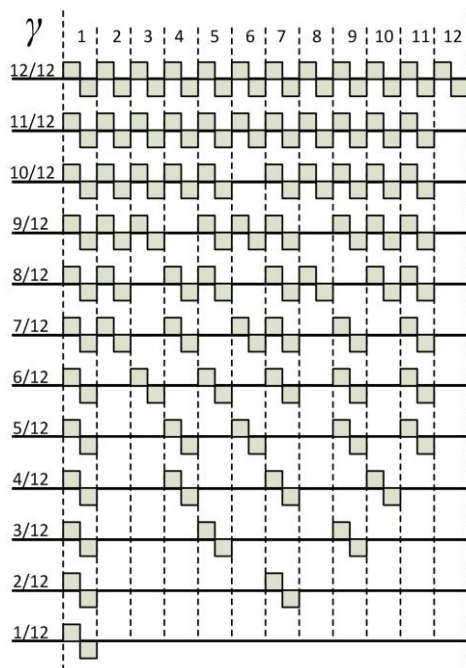


Рис. 2

торів визначається сигналом системи ФАПЧ. Система керування з PDM забезпечує стабілізацію середнього за модулем значення вихідного струму I_{avg} . Аналоговий сигнал зі схеми порівняння та підсилювача сигналу похибки з ПІ регулятором за допомогою АЦП перетворюється в цифровий сигнал та подається на ПЛІС. Блок PDM в залежності від сигналу похибки формує імпульси, які надходять на блок логіки та забезпечують необхідні алгоритми перемикання транзисторів. Драйвер забезпечує гальванічно розв'язані імпульси керування транзисторами мостового інвертора.

Запропоновано цифрову систему ФАПЧ, яка використовує зворотній зв'язок з давачів переходу вихідного струму i через нуль та сигналів $u_{ке}$ двох транзисторів стійки мостового інвертора. На рис. 3 зображено структурну схему системи керування. Сигнали з давачів напруги надходять на компаратори, де порівнюються з постійною напругою $U_{п}$ та формують гальванічно розв'язані сигнали, які відповідають моменту досягнення напруги $u_{ке}$ на транзисторі, що вимикається, напруги живлення інвертора U_D (відповідно зменшення напруги на іншому транзисторі стійки інвертора до напруги $U_{п}$). Цифрова обробка сигналу забезпечується за допомогою схеми програмованої логіки (ПЛІС). Схема блока ФАПЧ складається з фазового детектора, блока затримки $u(T\phi)$, генератора, побудованого на основі лічильника, який в залежності від фазового зсуву підвищує чи знижує частоту імпульсів керування транзисторами інвертора [7]. Блок затримки $u(T\phi)$ забезпечує часовий зсув між i та $u'_{ке1}$, $u'_{ке2}$ на час T_{ϕ} , необхідний для завершення процесу вимикання однієї пари транзисторів та для вмикання наступної пари транзисторів інвертора. Сигнали $u'_{ке1}$, $u'_{ке2}$ також надходять в блок логіки та визначають момент вмикання відповідних транзисторів. Момент вимикання транзисторів

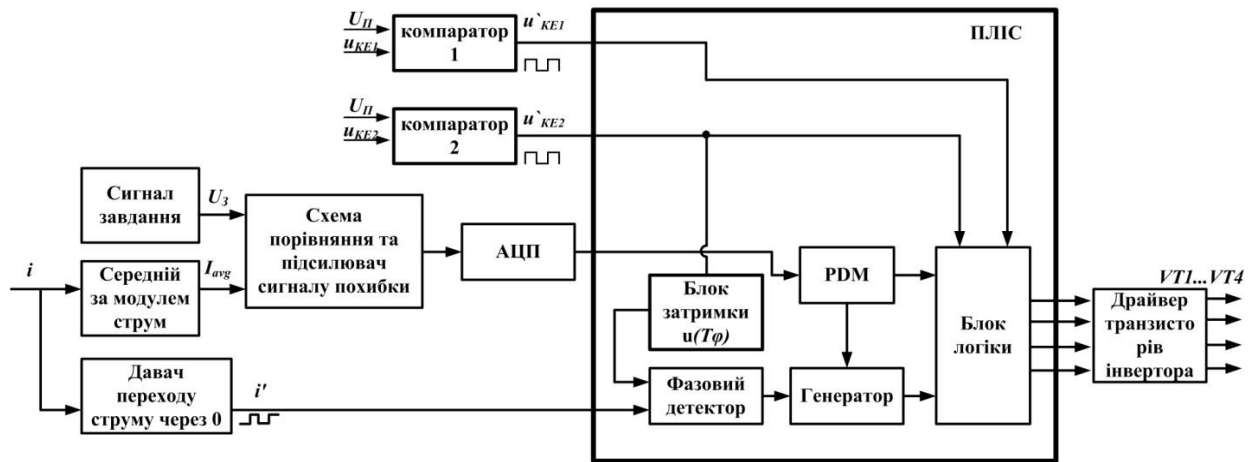


Рис. 3

Запропонована система ФАПЧ на відміну від систем, наведених в [1-5], враховує наявність PDM регулювання. На відміну від системи керування з ФАПЧ та PDM, які представлено в [6, 7], використовується зворотній зв'язок не тільки по вихідному струму інвертора, а також і по напрузі колектор–емітер транзисторів, що дає змогу автоматично відслідковувати моменти вимикання транзисторів.

Сигнали $u_{ке}$ з давачів напруги Дн присутні тільки на етапі T_{ON} . На інтервалі часу T_{OFF} , коли на виході інвертора напруга відсутня система ФАПЧ зберігає значення частоти, яке було наприкінці інтервалу T_{ON} . На рис. 4 представлено діаграми, які пояснюють роботу ФАПЧ на інтервалі T_{ON} , де T_{Δ} – час зростання напруги $u_{ке}$ (час спаду напруги на іншому транзисторі стійки інвертора) під час вимикання транзисторів, $T_{z\ on}$, $T_{z\ off}$ – час затримки початку вмикання та вимикання транзисторів, обумовлений властивостями драйверів та самих транзисторів.

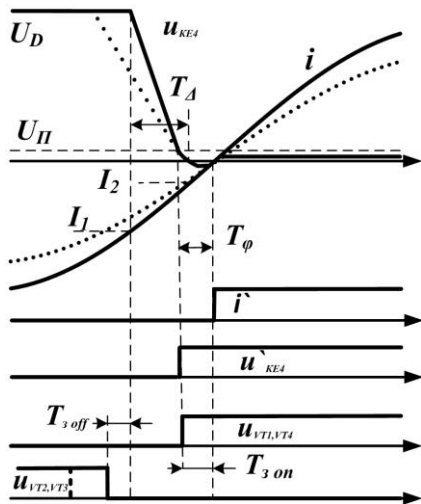


Рис. 4

На інтервалі T_{OFF} частота відповідає частоті вільних коливань резонансного контуру 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 ω_0 – резонансна частота контуру; Q – добротність контуру. На інтервалі T_{ON} частота коливань $\omega_{T_{on}}$ визначається системою ФАПЧ та залежить від фазового зсуву і її значення

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

Запропонована структура ФАПЧ автоматично підтримує постійний час фазового зсуву T_{ϕ} та, відповідно, «м'які» режими перемикання транзисторів (вимикання транзисторів за невеликого струму та вмикання за нульовій напрузі) через зміну параметрів навантаження, зміну напруги U_D та частоти коливального контуру. На рис. 4 штрихом для прикладу показано, як змінюються діаграми за зміни амплітуди струму i . Особливо це важливо за $\gamma = 1$, коли динамічні втрати потужності в транзисторах найбільші. За $1/2 \leq \gamma < 1$ та $n=1$, чому відповідають

комбінації представлені в верхній частині діаграм рис. 2, пульсації струму невеликі, тому запропонована система ФАПЧ працює достатньо коректно. За $\gamma < 1/2$ число n збільшується, а $m=1$, при цьому ФАПЧ на етапі T_{ON} автоматично забезпечує заданий фазовий зсув враховуючи сигнали з давачів на початку та в кінці цього інтервалу.

На рис. 5 наведено діаграми напруги та струму на виході інвертора, отримані в результаті комп'ютерного моделювання за допомогою програмного забезпечення PSpice для добротності $Q = 5$, $n = 2$ та $\gamma = 4/12 = 1/3$ відповідно до рис. 2. Як видно з діаграм, побудованих для постійної частоти, фазовий зсув відрізняється на різних півперіодах вихідного струму. В даному прикладі значення часу зсуву між

вихідною напругою та струмом на початку періоду $T\phi_1=800$ нс, на половині періоду $T\phi_2=343$ нс і в кінці періоду $T\phi_3=484$ нс. Зі збільшенням добротності різниця між значеннями фазового зсуву на різних півперіодах зменшується. Система ФАПЧ не може забезпечити заданий фазовий зсув на кожному півперіоді в перехідних процесах. Це необхідно враховувати під час вибору значення $T\phi$, яке необхідно збільшувати порівняно з оптимальним значенням. В усталеному режимі на інтервалі T_{ON} для комбінацій параметрів m, n, s , які представлені в верхній частині діаграм рис. 2, час фазового зсуву між вихідною напругою та струмом стає постійною величиною. Це також підтвердили експериментальні дослідження.

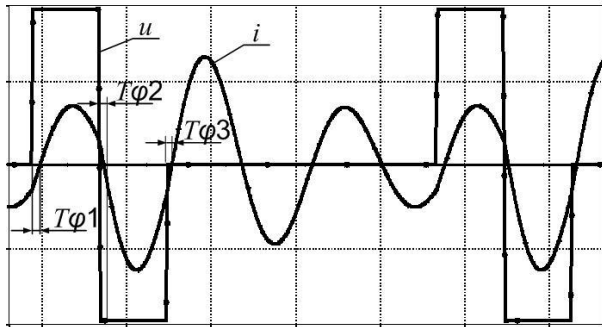


Рис. 5

Задля дослідження роботи системи ФАПЧ було розроблено математичні моделі для інтервалів ввімкненого стану T_{ON} та вимкненого стану T_{OFF} роботи інвертора. Схема заміщення навантаження інвертора представлена у вигляді послідовно з'єднаних активного опору R , індуктивності L , ємності C з урахуванням паразитних параметрів трансформатора та з'єднувальних ланцюгів, приведених до первинної обмотки трансформатора.

За допомогою перетворень Лапласа отримано вираз для струму в контурі на інтервалі T_{OFF} , коли на виході інвертора нульова напруга. З урахуванням того, що $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$,

маємо

$$i_{OFF}(t) = e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} \left(I_{LkOFF} \cos\left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t\right) - \frac{I_{LkOFF} + \frac{2U_{CkOFF}}{R}}{2Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} \sin\left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t\right) \right), \quad (3)$$

де I_{Lkoff}, U_{Ckoff} – струм та напруга на початку інтервалу T_{OFF} (наприкінці інтервалу T_{ON}).

I_{Lkoff}, U_{Ckoff} залежать від фазового зсуву, добротності та режимів роботи PDM. Якщо вважати, що струм наприкінці інтервалу часу T_{ON} знаходиться в усталеному режимі, а напругу на виході інвертора вважати синусоїдальною, амплітуда якої дорівнює амплітуді першої гармоніки, то

$$I_{LkOFF} = -I_m \sin(T\phi' 2\pi f), \quad (4)$$

$$U_{CkOFF} = \int \frac{i(t)}{C} dt = -\frac{I_m}{2\pi f C} \cos(T\phi' 2\pi f), \quad (5)$$

де f – частота, яка задається системою ФАПЧ, $T\phi'$ – час фазового зсуву між струмом та напругою на послідовному резонансному контурі R, L, C .

Підставимо значення I_{LkOFF} та U_{CkOFF} в (3) та отримаємо вирази для струму наприкінці інтервалу T_{OFF} . Враховуючи, що $\omega_0 = 2\pi f_0$, $Q = \frac{1}{2\pi f_0 CR}$ маємо

$$i_{OFFn}\left(\frac{n}{f}\right) = e^{-\frac{\pi f_0 n}{2Q f}} \left(\begin{aligned} & -I_m \sin(T\phi' 2\pi f) \cos\left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} 2\pi \frac{f_0}{f} n\right) + \\ & \frac{I_m \sin(T\phi' 2\pi f) + 2Q \frac{f_0}{f} I_m \cos(T\phi' 2\pi f)}{2Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} \sin\left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} 2\pi \frac{f_0}{f} n\right) \end{aligned} \right). \quad (6)$$

З урахуванням виразу (4) відношення струму на початку до струму наприкінці інтервалу T_{OFF} визначається за формулою

$$\frac{i_{OFFn}\left(\frac{n}{f}\right)}{I_{Lk_{OFF}}} = e^{-\frac{\pi f_0 n}{Q f}} \left(\cos\left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} 2\pi \frac{f_0}{f} n\right) - \frac{1+2Q\frac{f_0}{f}}{2Q\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \frac{1}{\operatorname{tg}(T\varphi'2\pi f)} \sin\left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} 2\pi \frac{f_0}{f} n\right) \right). \quad (7)$$

Оскільки для прийнятих припущень синусоїдальності напруги та струму кут зсуву визначається виразом

$$\varphi = T\varphi' 2\pi f = \operatorname{arctg} \left(Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right). \quad (8)$$

Звідки

$$\frac{f}{f_0} = \frac{\operatorname{tg}(T\varphi'2\pi f)}{2Q} + \sqrt{\frac{\operatorname{tg}^2(T\varphi'2\pi f)}{4Q^2} + 1}. \quad (9)$$

Як видно з (7) з урахуванням (9) струм наприкінці інтервалу T_{OFF} залежить від добротності Q , значення n та співвідношення $\frac{T\varphi'}{T} = T\varphi' f$.

На рис. 6 наведено порівняння графіків залежності відношення струмів $\frac{i_{OFFn}}$ на початку та в кінці інтервалу T_{OFF} від добротності за різних значень $T\varphi' f$ та $n=1$, отриманих в результаті комп'ютерного моделювання за допомогою програмного забезпечення PSpice (штрихова лінія) та з виразу (7) (суцільна лінія). На рис. 6, а показано графіки для $T\varphi' f = 0,02$, а на рис. 6, б для $T\varphi' f = 0,05$.

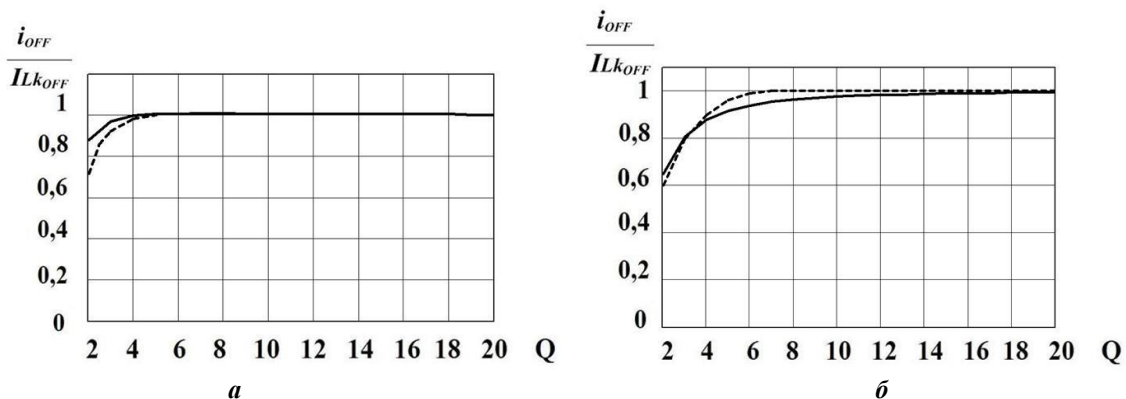


Рис. 6

Як видно з графіків, зі збільшенням добротності, відношення значення струму в момент перемикавання наприкінці до значення струму в момент перемикавання на початку інтервалу T_{OFF} стає меншим та прямує до одиниці, а отже і точність розрахунків збільшується із зростанням добротності коливального контура. Розбіжність отриманих результатів (до 20 %) пояснюється прийнятими припущеннями. Збільшення фазового зсуву збільшує різницю між струмом на початку та наприкінці інтервалу T_{OFF} , цьому відповідають різні значення T_d . Запропонована система ФАПЧ відслідковує момент вимикання транзисторів та, на відміну від систем, де використовується момент переходу вихідної напруги інвертора через нуль, враховує наявність часу зростання напруги $u_{ке}$. Це покращує точність роботи ФАПЧ.

За допомогою макетного зразка отримано осцилограми вихідного струму та напруги за різних режимів роботи PDM. У таблиці наведено осцилограми для порівняння роботи системи ФАПЧ з використанням зворотнього зв'язку без сигналів давачів напруги $u_{ке}$ та з сигналами з давачів напруги $u_{ке}$. В першому випадку систему ФАПЧ було побудовано на основі широко відомої мікросхеми CD4046, яка забезпечує постійний фазовий зсув між імпульсами керування транзисторами та

	Система ФАПЧ, яка використовує імпульси з давача переходу вихідного струму через нуль.	Запропонована система ФАПЧ.
300В $R=R'$ $\gamma=1$		
300В $R=R' \times 3$ $\gamma=1$		
300В $R=R'$ $\gamma=1/3+1/2$		
170В $R=R'$ $\gamma=1$		
170В $R=R' \times 3$ $\gamma=1$		

сигналами з давача переходу струму через нуль. Запропонована система використовує в схемі керування інвертора мікросхему ПЛІС MAX II EPM570T100C5N (ALTERA).

З осцилограм видно, що одночасне використання зворотнього зв'язку з давачів, під'єднаних до колектора та емітера транзисторів високочастотного інвертора та давача переходу струму через нуль, вносить певні позитивні корективи в роботу системи ФАПЧ за різних режимів роботи системи PDM. Кут зсуву фаз між вихідною напругою та струмом інвертора тримається більш стабільно в певних заданих межах в залежності від зміни навантаження, режимів модуляції та напруги живлення. Останнє особливо важливо за наявності великих пульсацій напруги живлення інвертора, наприклад у випадку однофазної мережі живлення. Це дає змогу зменшити фазовий зсув та струм на момент перемикання транзисторів, тим самим зменшити втрати потужності. Також забезпечуються режими перемикання близькі до оптимальних за широкого діапазону зміни параметрів навантаження.

Висновки. Розроблено цифрову систему ФАПЧ резонансного інвертора напруги з модуляцією щільності імпульсів для установок індукційного нагрівання, яка покращує режими перемикання транзисторів за широкого діапазону зміни параметрів навантаження. Запропонована система для визначення частоти роботи використовує сигнал зворотнього зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів інвертора та сигнал з давача переходу вихідного струму через нуль, а на інтервалі нульової напруги на виході інвертора зберігає цю частоту. Отримано математичні вирази, що дають змогу проводити аналіз режимів перемикання транзисторів інвертора за зміни параметрів навантаження, враховуючи роботу PDM.

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, Spaine, 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*. 2005. Vol. 2. Pp. 1082–1087. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICMLC.2005.1527104>.
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. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.949503>.
4. Heming Li, Yabin Li, Yonglong PENG. FPGA-Based All Digital Phase-Locked Loop Controlled Induction Heating Power Supply Operating at Optimized ZVS Mode. IEEE Region 10 Conference TENCN 2006. Hong Kong, China, November 14-17, 2006. DOI: <https://doi.org/10.1109/TENCON.2006.344089>
5. Bayindir N.S., Kukrer O., Yakup M. DSP-based PLL-controlled 50-100 kHz 20 kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications. *IEE Proc. Electric Power Appl.* 2003. Vol. 150. No 3. Pp. 365-371. DOI: <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20030096>
6. Ozbay H., Karafil A., Oncu S. Sliding mode PLL-PDM controller for induction heating system. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*. 2021. No 29. Pp. 1241-1258. DOI: <https://doi.org/10.390/elk-1908-62>
7. 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, May 29 - June 2, 2017. Pp. 384–389. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100515>
8. Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Зубков І.С. Система автоматичного підстроювання частоти резонансних інверторів установок індукційного нагрівання з модуляцією щільності імпульсів. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 5. С. 35–39. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.035>

DIGITAL PHASE-LOCKED LOOP SYSTEM OF RESONANCE VOLTAGE INVERTER

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

The digital phase-locked loop (PLL) system of the resonant voltage inverter with pulse density modulation for induction heating installations is developed, which improves the switching modes of transistors under a wide range of load parameters. The proposed system for frequency determination uses the feedback signal on the collector-emitter (drain-source) voltage of the inverter transistors and on the output current of the inverter, and stores this frequency on the interval of zero output voltage. A study of the PLL system in different operating modes when changing the load parameters is presented. References 8, figures 6, table 1.

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

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, Spaine, 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*. 2005. Vol. 2. Pp. 1082–1087. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICMLC.2005.1527104>.
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. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.949503>.
4. Heming Li, Yabin Li, Yonglong PENG. FPGA-Based All Digital Phase-Locked Loop Controlled Induction Heating Power Supply Operating at Optimized ZVS Mode. IEEE Region 10 Conference TENCN 2006. Hong Kong, China, November 14-17, 2006. DOI: <https://doi.org/10.1109/TENCON.2006.344089>
5. Bayindir N.S., Kukrer O., Yakup M. DSP-based PLL-controlled 50-100 kHz 20 kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications. *IEE Proc. Electric Power Appl.* 2003. Vol. 150. No 3. Pp. 365-371. DOI: <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20030096>
6. Ozbay H., Karafil A., Oncu S. Sliding mode PLL-PDM controller for induction heating system. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*. 2021. No 29. Pp. 1241-1258. DOI: <https://doi.org/10.390/elk-1908-62>
7. 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, May 29 - June 2, 2017. Pp. 384–389. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100515>
8. Hutsaliuk V.Ya, Yurchenko O.M., Zubkov I.S. Phase-locked loop system of resonance inverters for induction heating instalation with pulse density modulation. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 35–39. (Ukr.). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.035>

Надійшла 15.12.2021
Остаточний варіант 03.02.2022

THE DC-DC CONVERTERS EMI FILTERS CALCULATION METHOD USING LTspice

V.V. Makarenko¹, V.V. Pilinsky¹, V.K. Gurin²

¹ National Technical University of Ukraine "I. Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
Peremohy ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

² Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohyave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: vikon_g@ukr.net

The paper proposes a methodology for designing a filter for lowering conductive interference level, generated by pulse voltage converters. Not only the proposed method takes into account the requirements of the standard for electromagnetic compatibility, but also the parameters of the LISN node to measure the level of noise, which are given by a converter to a power supply chain. The articles describes the example of the filter design for a lowering DC-DC converter the noise level of which is in accordance with the standard CEM32. All stages of design are illustrated by models, they are developed in the LTspice program. Models for analyzing the amplitude-frequency response of a interference filter loaded on a LISN are presented. It is shown that when modeling the operation of pulse sources, it is not advisable to use LISNs with the idealized characteristics of elements. The obtained filter calculations' results confirm the correctness of the proposed method. References 11, figures 9.

Keywords: electromagnetic noise, common mode and differential mode interference, filter electromagnetic noise, attenuation.

Introduction. In modern electronic devices, switching power supplies have become widespread, mainly due to high efficiency. However, the price for such efficiency is a creation of electromagnetic interference (EMI) by these kinds of power supplies. Interferences created by the operation of such supplies are divided into radio interferences which spread as an electromagnetic field and conductive interferences, which are transmitted through wires. The conductive interferences are divided into common mode and differential mode interference [1].

There are various methods of reducing electromagnetic interference, but one of the most effective is the use of an EMI filter at the input of the pulse converter. In papers [2, 3, 4] there are examples of design of EMI filters in software packages LTpower CAD, NI Multisim, which allow automatic calculation and modeling of switching power supply with specified EMI filter, while meeting the requirements of different standards of electromagnetic compatibility. However, this design method can only be applied to power supplies built on the components of Analog Device, which are part of the base, the LTpower CAD program.

In paper [5] describes the method of EMC filter calculations for switching power supplies according to the CISPR22 standard. However, the proposed method does not show the influence of the parameters of the components Artificial Mains Network/Line Impedance Stabilization Network - (AMN/LISN), on the calculation of the EMI filter.

In paper [6], describes a method for designing a complex LLCL filter containing three inductors and one capacitor. Such a EMI filter is more complicated than single-link L or Pi filters and may not always be an acceptable solution due to its higher complexity and cost.

A universal method of designing EMI filter is proposed in paper [7] as an example of designing a filter for compliance with the CISPR16 standard. The method proposed by the authors takes into account the level of interference created by the converter without a filter. During the design of the filter, the margin is set by the attenuation introduced by it at the frequency of the first harmonic - 10 dB. The cutoff frequency of the filter is determined with the condition that the intensity of the frequency response decline is 40 dB/decade, then set the capacitance of the filter capacitor and calculate the inductance of its choke.

The aim of the work is to develop a methodology for designing EMI filters for DC-DC converters using the LTspice software package, which takes into account the parameters of AMN/LISN components.

© Макаренко В.В., Пілінський В.В., Гурін В.К., 2022
ORCID ID: *<https://orcid.org/0000-0003-1232-5198>; **<https://orcid.org/0000-0002-2569-9503>;
***<https://orcid.org/0000-0003-2541-216X>

One of the objectives of the study is not only to create a methodology for the design of EMI filters, but also recommendations for modeling such devices to test the effectiveness of the designed EMI filter.

It is known that different standards of electromagnetic compatibility EMC use different AMN/LISN devices to measure the EMI level, which leads to differences in the input resistance of these devices in a wide range of frequencies. The classical theory of LC-filters assumes their calculations at a constant resistance of the signal source, which is equal to the load resistance. The difficulty of designing filters to reduce the level of electromagnetic interference is due to the fact that the filter is loaded with a complex resistance that varies over a wide range of frequencies, and the resistance of the source of interference also depends on the frequency.

Therefore, before designing a EMI filter, you need to consider the above factors.

Since the theoretical calculations of the level of EMI generated by switching power supplies are too complex and inefficient, it is possible to compare the noise levels of these converters with the help of simulation modeling, using simulators.

The LTspice program was chosen to simulate the operation of the EMI filter connected to a DC-DC converter, taking into account the imperfections of the characteristics of its passive components.

This paper proposes a method of filter design that takes into account the level of interference generated by DC-DC converters, the input resistance of the AMN/LISN node and the parameters of passive components. Since different AMN/LISNs with different topologies are used for different electromagnetic compatibility standards, it is necessary to determine the input resistance of this node at the preliminary design stage.

In the first stage, the AMN/LISN impedance is calculated, and then a low-pass filter with the same impedance is designed, taking into account the required attenuation at a given frequency.

Consider the process of determining the wave resistance AMN/LISN with the example of equipment that meets the CISPR standard 25 [8]. Fig. 1 shows a diagram of the connection of AMN/LISN to the power supply to measure the levels of EMI (which is analogous to the V-shaped equivalent of the network [9]) and verify compliance with the requirements of CISPR 25.

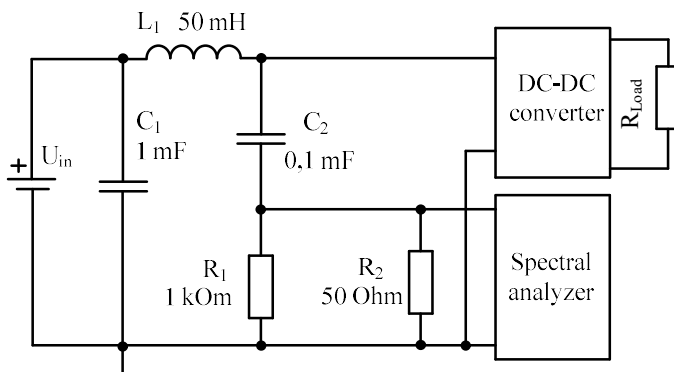


Fig. 1

This standard provides for the use of AMN/LISN with both a 5 μ H inductor and a 50 μ H inductor when operating a DC-DC converter from a power supply. Consider the calculation procedure based on the requirements for devices of class 4 using a 50 μ H inductor.

The impedance of the AMN/LISN circuit is determined by the value of the capacitance of the capacitor C_1 and the inductance of the inductor L_1 . In the calculations, the capacitance C_1 can be ignored due to the fact that in series with the capacitor included a resistor of 50 Ohms (input resistance of the spectrum analyzer).

Capacitor C_2 with resistor R_2 form a high-pass

filter with a cutoff frequency of 30 kHz. Therefore, the impedance of AMN/LISN can be calculated by the formula:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \sqrt{\frac{50 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-6}}} = 7,1 \text{ Ohm.} \quad (1)$$

To obtain detailed information about the parameters of LISN its frequency response is found in the scheme which is as close as possible to the actual mode of operation. Fig. 2. shows measured the amplitude-frequency response on the attenuation scheme.

Fig. 2 also shows the frequency response of the input DC voltage source V_{in} with an internal resistance of 0.1 Ohm to the capacitor C_1 and resistor R_3 , (curve 2). It should be noted that the internal resistance of the source V_{in} does not affect the frequency response, but only affects the transmission factor from the test signal generator V_2 to the input voltage generator. Curve 1 indicates the frequency response of LISN, which is linear in the frequency range above 100 kHz.

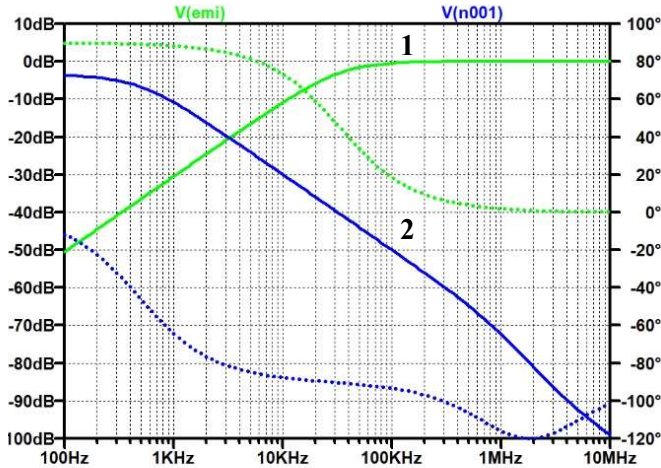
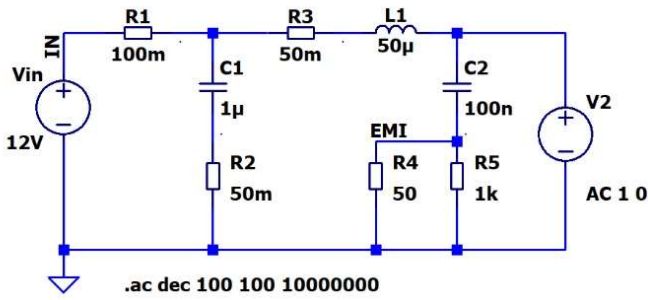


Fig. 2

From fig. 2 it follows that AMN/LISN for the input power supply is a low-pass filter with a cutoff frequency of 5 kHz and a frequency response decline of 20 dB/decade, and at the point of measurement of the interference spectrum high-pass filter with a cutoff frequency of 100 kHz.

At the second stage of design it is necessary to formulate requirements to the parameters of the EMC filter. To do this, you must either measure the noise level of the real converter, or simulate such a converter. Fig. 3 shows the model of the step-down DC-DC converter on the basis of the LTC7800 Analog Devices chip with the connection recommended by the manufacturer.

When modeling the circuit in LTspice, it should be noted that the spectrum is derived in dB and is calculated as the ratio of the root mean square values of the spectrum relative to level 1 V. Knowing the EMI levels in decibels, we can calculate the EMI level in the conventional dB μ V ratio [10]. To do this, you need to convert the obtained values of the spectral components in μ V, using a simple relationship:

$$U_{EMI}(B) = 10^{\frac{U_{EMI}(dB)}{20}}. \quad (2)$$

To recalculate the values obtained in (2) in dB μ V it is necessary to perform the transformation:

$$U_{EMI}(dB\mu V) = 20 \lg \frac{U_{EMI}(V)}{1 \cdot 10^{-6} V}. \quad (3)$$

To automatically recalculate in dB μ V, it is necessary to enter the divisor of 1 μ V in the window of the noise spectrum display in Fig. 4.

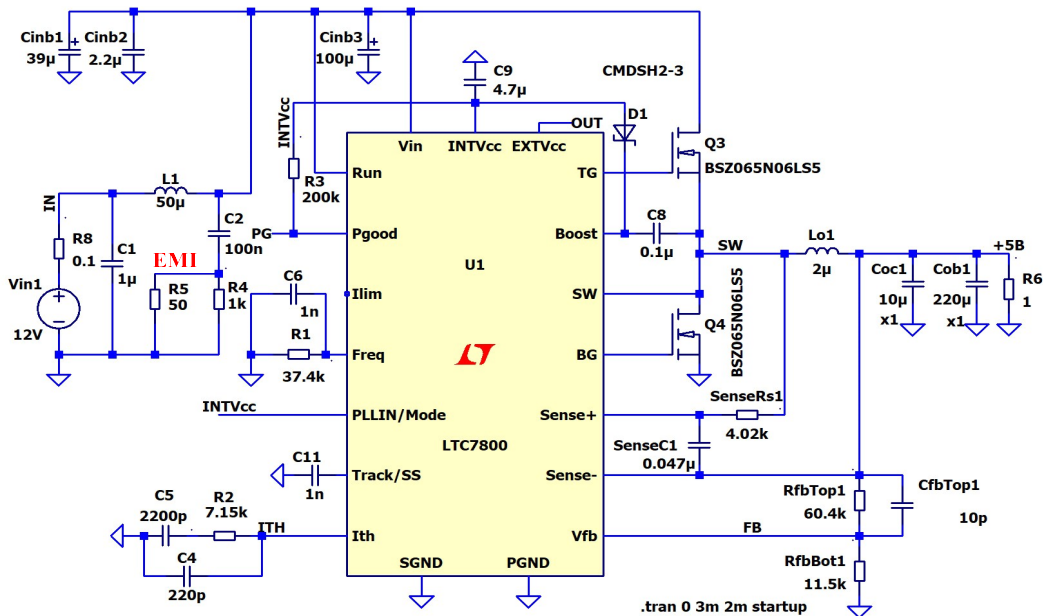


Fig. 3

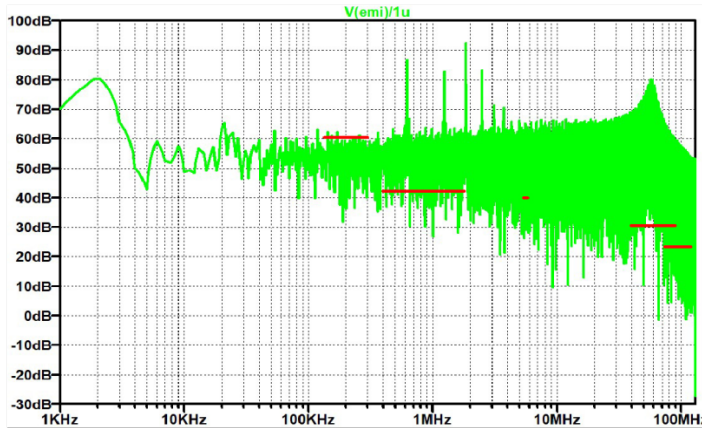


Fig. 4

$\text{dB}\mu\text{V}$. This value exceeds the value allowed by the CISPR25 standard in the frequency range 0.5... 2 MHz by 45 dB. The obtained value of the frequency response makes it possible to formulate requirements for the required level of applied attenuation for the EMI filter, it is necessary to provide a attenuation margin of at least 3 dB. As can be seen in Fig. 4 the EMI filter must provide attenuation at a frequency of 600 kHz not less than 48 dB.

The next step in the LTSpice program is to determine the rate of decline of the frequency response of a single-link LC-filter, taking into account that it is loaded on the input resistance AMN/LISN.

Since at a frequency of 600 kHz the low-pass filter must make attenuation not less than 48 dB, the cutoff frequency of the filter is calculated by the formula:

$$f_c \geq f_1 / 10^{A_{sum}/20} = 600 \cdot 10^3 / 10^{48/20} = 600 \cdot 10^3 / 1122 = 2389 \text{ Hz}, \quad (4)$$

where f_1 is the frequency of the switching transistors, A_{sum} – the required attenuation of the filter at the frequency of the first harmonic of the noise.

Knowing the wave resistance of AMN/LISN, you can proceed to the calculations of the EMI filter elements values. Now we express the inductance of the filter through the impedance, using relation (1).

$$L_f = \rho^2 C_f, \quad (5)$$

where L_f , C_f are the inductance and capacitance of the filter, ρ is the impedance.

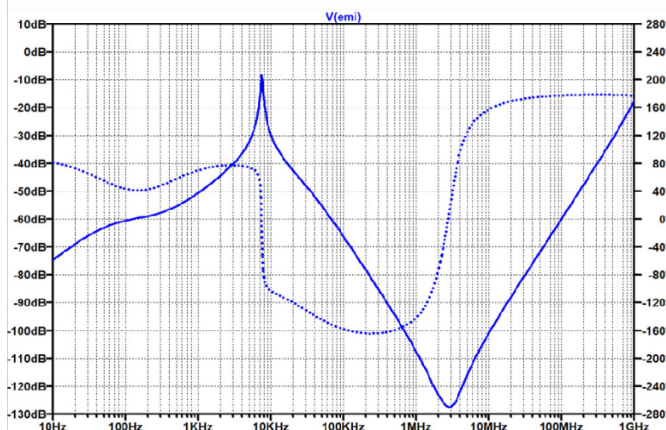
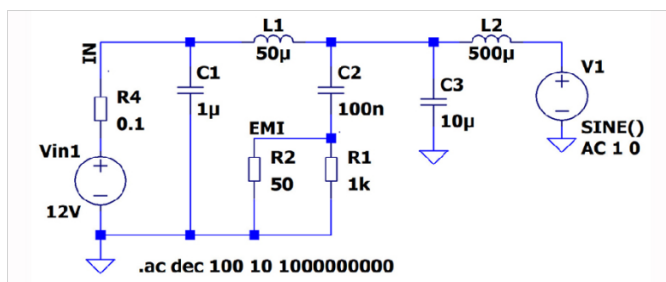


Fig. 5

In this figure, this is the value of $V(\text{emi})/1u$, where emi is the designation of the point of the circuit at which the spectrum is measured. In fig. 4 this is the point to which resistor R_5 is connected. To increase the accuracy of the calculation of the simulation spectrum in LTSpice was performed in an alternative mode.

The horizontal lines show the permissible noise levels according to the CISPR25 standard for Class 4 devices. For the spectral component with a frequency of 600 kHz (switching frequency of the power switches of the converter) the noise level is 87

The expression 5 shows how to obtain the required value of the capacity of C_f :

$$C_f = \frac{1}{2\pi f_c \rho}. \quad (6)$$

Putting the frequency value of $f_c = 2,39 \text{ kHz}$ to the above expression (6) from expression 4 we obtain:

$$C_f \geq \frac{1}{2\pi \cdot 2390 \cdot 7 \cdot 1} \geq 9,38 \cdot 10^{-6} \text{ F}.$$

Rounding the value of C_f to 10 μF , you can find the value of inductance L_f :

$$L_f \geq \rho^2 C_f = 7,1^2 \cdot 10 \cdot 10^{-6} \geq 0,5 \mu\text{H}. \quad (7)$$

The model for the analysis of the frequency response of the filter loaded on AMN/LISN, and the frequency response measured at the EMI point are shown in Fig. 5. The following components were selected for the filter design: Würth Elektronik L_2 inductor with $R_{ser} = 0.007 \text{ Ohm}$, 8000 Ohm parallel resistance and 10 pF interwinding capacitance, Würth Elektronik capacitor with equivalent series resistance 0.0026 Ohm and lead

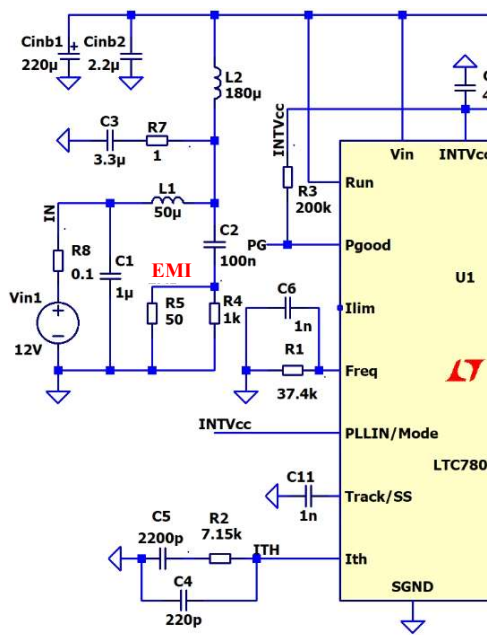


Fig. 6

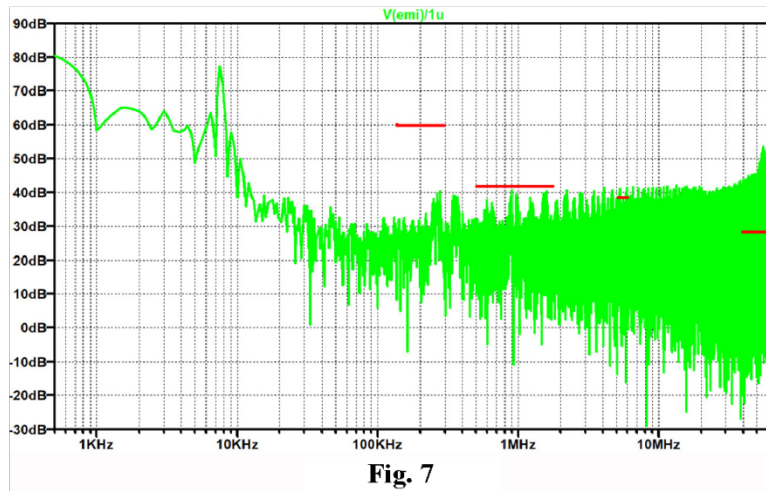


Fig. 7

inductance 0.8 nH.

The model with the EMC filter connected at the input, consisting of elements L_2 , C_3 and R_7 , is shown in Fig. 6, and the spectrum of noise - in Fig. 7 (the right part of the DC-DC converter circuit remained unchanged and corresponds to the circuit in Fig.3).

Since the quality factor of the oscillatory circuit formed by L_2 , C_3 is very high, as shown in Fig. 5, so to reduce it the resistor R_7 was added. In the absence of this resistor, an emission in the interference spectrum will be observed at a resonance frequency of this circuit of 13.8 kHz.

To correctly calculate the interference spectrum, it is necessary to set the start time of the signal analysis at the point marked on the diagram as EMI, after the completion of transients in the circuit. To do this, the LTspice program first sets the analysis start time to zero and the analysis end time to 10-20 ms (depending on the circuit parameters). The simulation directive looks like this **.tran 0 10m startup**. After displaying the process schedule, there is a visual time to complete the transition process and this time fits into the analysis directive. For the model shown in Figure 6, the transient completion time is approximately 7.5 ms and the analysis directive takes the form **.tran 0 10m 8mstartup**.

In the interference spectrum of the converter with the filter connected, the level of the first harmonic with a frequency of 600 kHz is 36 dBmKV, which is below the permissible level of 42 dBmKV according to the CISP25 standard for this frequency.

But the spectral components with frequencies above 2 MHz significantly exceed the allowable levels of EMI. From fig. 5 it follows that the attenuation of the filter consisting of L_2 and C_3 , starting from the frequency of 3 MHz decreases rapidly, because the parasitic capacitance of the windings of the inductor L_2 forms a high-pass filter with input resistance AMN/LISN. To attenuate the high-frequency components in the interference spectrum, it is necessary to add another link of the low-pass filter, which has a much higher cutoff frequency than the first link.

Analyzing the spectra in Fig. 7 and fig. 5 it can be concluded that the second link of the EMI filter should make attenuation at a frequency of 90 MHz not less than 34 dB, and taking into account the margin of 3 dB - 37 dB.

The cutoff frequency of the second link of the filter f_{c2} can be found according to formula (4) above:

$$f_{c2} \geq f_2 / 10^{\frac{A_{sum}}{20}} = 90 \cdot 10^6 / 10^{\frac{37}{20}} = 1.3 \cdot 10^6 \text{ Hz},$$

The calculation of the second link of the filter is similar to the calculation of the first. Since the AMN/LISN impedance and the impedance of the calculated filter link are the same, a 7.1 Ohm impedance is also used to calculate the second filter link.

Calculate the capacitance of the capacitor of the second link of the filter:

$$C_{f2} \geq \frac{1}{2\pi \cdot 1.3 \cdot 10^6 \cdot 7.1} \geq 17,25 \cdot 10^{-9} \text{ F}.$$

Assuming the value of $C_f = 18$ nF, you can find the value of inductance

$$L_{f2} \geq \rho^2 C_F = 7,1^2 \cdot 18 \cdot 10^{-9} \geq 0.9 \text{ } \mu\text{H}.$$

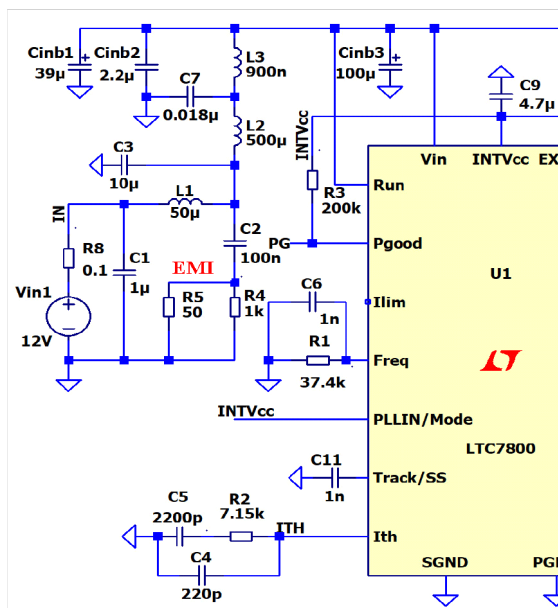


Fig. 8

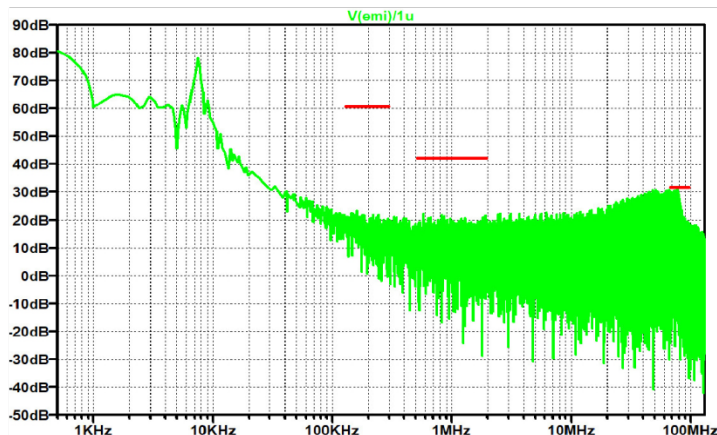


Fig. 9

The model of the EMI filter, consisting of two links - L_3 , C_7 and L_2 , C_3 , is shown at the left part of Fig. 8 (the right part of the DC-DC converter circuit remained unchanged and corresponds to the circuit of Fig.3). To

implement the second link of the filter, a Coilcraft 900 nH inductor with a resistance of $R_{ser} = 0.008$ Ohm and a parallel resistance of 84.78 Ohm was selected, and a capacitor from Würth Elektronik with an equivalent series resistance of 0.116 Ohm and a terminal inductance of 5.659 nH was used as a capacitor.

The results of measuring the interference spectrum are shown in Fig. 9. And although now the noise levels meet the requirements of the standard in the field of high frequencies, when calculating the filter it is necessary to make a margin for attenuation of 6...10 dB.

Based on the results of the experiments, we can formulate a method of designing a noise filter for DC-DC converter in the software package LTspice:

1. Measure the interference spectrum of the DC-DC converter (experimentally or by simulation). If the switching frequency of the transistor (s) may change during the operation of the converter, the measurement should be performed at the lowest switching frequency.

2. Determine the frequency and amplitude of the component of the spectrum with the maximum level.

3. If the noise spectrum is measured by electronic modeling, we recalculate the levels from dB to dBm μ V according to the formula:

$$U_{EMI}(f_{max.ampl.}) = 20 \lg \frac{U_{EMI}(dB)}{1 \cdot 10^{-6} V} [dB \mu V],$$

де $f_{max.ampl.}$ is the component in the spectrum of the noises with the maximum amplitude.

4. Determine the required input attenuation of the EMI filter at the frequency $f_{max.ampl.}$

$$A_{sum.}(dB \mu V) = U_{EMI} - U_{CISPR},$$

where U_{CISPR} is the permissible value of the interference level at the frequency $f_{max.ampl.}$ according to the selected CISPR.

5. Find the cutoff frequency of the filter (f_c) EMC (single-link L - like LC - filter), given that the rate of decline of the frequency response of such a link, loaded on AMN/LISN, is approximately 34-36 dB/decade.

6. Determine the AMN/LISN impedance for the selected CISPR standard according to the formula $\rho = \sqrt{L_1 / C_1} [Ohm]$, where L_1 is the inductance of the AMN/LISN choke, C_1 is the capacitance of the AMN/LISN capacitor connected in parallel to the input voltage source.

7. Calculate the value of the filter capacity by the formula $C_f = 1 / (2\pi f_c \rho)$. Choose a capacitor with the required operating voltage not less than the maximum input voltage of the converter.

8. Calculate the value of the inductor of the filter according to the formula $L_f \geq \rho^2 C_f$. Choose an inductor with a maximum allowable peak current of at least $1.2 I_{in.ampl.}$. Where $I_{in.ampl.}$ - amplitude of the input current of the converter. In series with the filter capacitor include a resistor, the resistance of which may be

in the range of 0.2... 2 Ohm and depends on the resistance of the losses of the inductor and the filter capacitor.

9. Experimentally or by simulation find the resistance value of the resistor connected in series with the filter capacitor to obtain the required attenuation.

When calculating the filter elements, it is desirable to know the resistance of losses in the choke and capacitors AMN/LISN, because they have different values at different maximum currents for which AMN/LISN is designed. Not all AMN/LISN manufacturers provide these values. For example, in [10] the schematic diagram of AMN/LISN with a choke inductance of 5 μH , but no data on the resistance of the choke. In [11] the value of the resistance connected in series with the capacitor C_1 AMN/LISN, but no data on the resistance of the choke AMN/LISN. Although the influence of parameters (loss resistance) of these elements on the results of calculations has little effect.

Conclusions.

1. For the first time a method of designing an EMI filter is proposed, which takes into account the peculiarities of the construction of AMN/LISN nodes.

2. Analysis of the operation of the EMI filter with the software package LTspice showed that the level of attenuation of conductive interference is significantly affected by the quality factor of the LC filter link. It is shown how to determine the value of the resistance of the resistor to reduce the quality factor LC of the filter link by analyzing the noise spectrum in the presence of a filter.

3. When modeling the operation of a switching power supply, it is first necessary to determine the transient time to form the correct parameters of the modeling directive. If the spectrum analysis is performed before the end of the transient process, it will lead to the appearance in the spectrum of interference by a low-frequency component due to the resonance frequency of the circuit formed by inductors and filter capacitor in AMN/LISN.

4. The results obtained in the modeling process confirmed the accuracy of the proposed method of filter design.

1. Henry W. Ott. *Electromagnetic Compatibility Engineering*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc. Hoboken, 2009. 843 p.
2. Makarenko V.V., Pilinsky V.V. Analysis the effectiveness of Spread Spectrum technology to reduce the level of DC-DC converters conducted interference. *Electrotechnic and computer systems*. December 2017. Vol. 24(100). Pp. 98-104. DOI: <https://doi.org/10.15276/eltecs.24.100.2017.12>.
3. Zhang H, Alonso G. Designing a Power Supply in Five Simple Steps With LTpower CAD Design Tool. URL: https://www.analog.com/media/en/simulation-models/software-and-simulation/designing_a_supply_in_five_simple_steps_with_ltpowercad.pdf.
4. Makarenko V.V. Main features of the program design of pulsed sources power. LTpower CADII. 2020. No 3(231). Pp. 37-51. URL: http://www.ekis.kiev.ua/UserFiles/Image/pdfArticles/2020/3_2020/V.Makarenko_Basic%20features%20of%20the%20LTpowerCADII%20switching%20power%20supply%20design%20program.pdf. (Ukr).
5. Jayasree P.V., Priya J.C., Poojita G.R., Kameshwari G. EMI Filter Design for Reducing Common-Mode and Differential-Mode Noise in Conducted Interference. *International Journal of Electronics and Communication Engineering*. 2012. Vol. 5. No 3. Pp. 319-329.
6. Weimin Wu, Sun Yunjie, Lin Zhe, He Yuanbin, Huang Min, Blaabjerg Frede, Chung Shuhung. A modified LLCL-filter with the reduced conducted EMI noise. *IEEE transactions on power electronics*. 2014. Vol. 29. No 7. Pp. 3393-3402. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2280672>.
7. Christophe Basso. Conducted EMI Filter Design for the NCP1200. AND8032/D, ON Semiconductor. URL: <https://static5.arrow.com/pdfs/documentation/ons/application%20note/and8032-d.pdf>.
8. Timothy Hegarty. The engineer's guide to EMI in DC-DC Converters (Part 1): Standards requirements and measurement techniques. *How2Power Today*, December 2017. URL: http://www.how2power.com/pdf_view.php?url=/newsletters/1712/articles/H2PToday1712_design_TexasInstruments_Part%201.pdf.
9. Veksler G.S., Nedochetov V.S., Pilinsky V.V. Suppression of electromagnetic interference in power supply circuits. Kiev: Technique, 1990. 167 p. URL: <https://www.twirpx.com/file/137676/>. (Ukr).
10. Stefan K. EMC filter for DC-DC switching controller optimized. URL: https://www.well-online.com/web/en/index.php/show/media/07_electronic_components/download_center_1/application_notes_beric_hte/emv_filter_fuer_dc_dc_schaltregler_optimiert/EMC_Filter_for_DCDC_switching_controller_optimized.pdf.
11. 5uH_LISN\Tekbox_Artificial_Network_REV_B_20130111. URL: https://www.tekbox.com/product/5uH_LISN.zip

**МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ ПРОТИЗАВАДНИХ ФІЛЬТРІВ
DC/DC-ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЗА ДОПОМОГОЮ ПРОГРАМИ LTspice**

В.В. Макаренко^{1*}, канд. техн. наук, **В.В. Пілінський^{1**}**, канд. техн. наук, **В.К. Гурін^{2***}** канд. техн. наук

¹НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського»,

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

²Інститут електродинаміки НАН України,

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

E-mail: yikon_g@ukr.net

У роботі наведено методику проектування протизавадного фільтра для зниження рівня кондуктивних завад, створюваних під час роботи імпульсних перетворювачів напруги, за допомогою програмного пакета LTspice. Методика враховує не тільки вимоги стандартів з електромагнітній сумісності, але й параметри еквівалента мережі. Розглянуто приклад проектування протизавадного фільтра для понижувального DC/DC - перетворювача рівень завад якого відповідає стандарту CISPR25. Усі етапи проектування ілюстровано моделями, розробленими в програмі LTspice. Наведено моделі для аналізу амплітудно-частотної характеристики протизавадного фільтра, навантаженого на еквівалент мережі ЕМ (AMN/LISN). Показано вплив паразитних параметрів компонентів на розрахунок протизавадного фільтра. Під час розрахунку протизавадного фільтра отримано результати, які підтверджують правильність запропонованої методики. Бібл. 11, рис. 9.

Ключові слова: електромагнітна завада (ЕМЗ), симетрична завада, несиметрична завада, фільтр ЕМЗ, загасання.

Надійшла 31.01.2022

Остаточний варіант 04.03.2022

МЕТОД РОЗРАХУНКУ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ СПІРАЛЕПОДІБНОЇ ІНДУКЦІЙНОЇ СИСТЕМИ ДЛЯ МАНІТОІМПУЛЬСНОГО ОБРОБЛЕННЯ НЕМАГНІТНИХ МЕТАЛЕВИХ СМУГ З ФЕРОМАГНІТНИМ ЕКРАНОМ

А.П. Ращепкін^{*}, докт.техн.наук, **І.П. Кондратенко**^{**}, чл-кор. НАН України,
О.М. Карлов^{***}, канд.техн.наук, **Р.С. Крищук**^{****}, канд.техн.наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: dep7ied@ukr.net

Запропоновано метод визначення електричних параметрів заступної схеми заміщення і електромагнітних та силових характеристик індукційної системи з спіралеподібною обмоткою і феромагнітним екраном для оброблення немагнітних тонколистових металевих смуг шляхом створення в них магнітопластичного, електропластичного ефектів внаслідок протікання вихрових струмів. Під смугою розміщується феромагнітний екран, а над ним – спіралеподібна обмотка. Електромагнітні параметри індуктора визначаються комп'ютерним моделюванням з використанням методу скінченних елементів у припущенні протікання гармонічних струмів. Дослідження проведено за умови попередньо заданого значення величини магнітної проникності феромагнітного екрану та двох марок алюмінієвих сплавів в діапазоні товщини від 2 до 8 мм. За розрахованими значеннями електрорушійної сили обмотки індуктора визначаються активний опір та індуктивність послідовної схеми заміщення індукційної системи. Для заданого значення напруги на ємності та очікуваної тривалості імпульсу струму розглянуто процес розряду конденсатора на rLC коло. Визначено вплив феромагнітного екрану на електромагнітні процеси в індукційній системі. Досліджено електромагнітну силу між спіралеподібною обмоткою та смугою, густину струму в смузі, а також моменти часу, за яких струм та сила мають максимальні значення. Бібл. 14, рис. 6, табл. 2.

Ключові слова: електропластична обробка, електромагнітні параметри, феромагнітний екран, однополярний імпульс струму, перехідні процеси.

Вступ. Останнім часом в чисельних експериментальних дослідженнях [1] металофізиками встановлено, що у разі пластичної деформації в присутності постійних або змінних у часі магнітних полів змінюються механічні характеристики різних феромагнітних і немагнітних металів: межа плинності, межа міцності, максимальне подовження, повзучість, втомна міцність, а також релаксація напруг. Так, під час обробки імпульсним магнітним полем заготовок з алюмінію та міді за напруженості імпульсу магнітного поля з амплітудою до 10^7 А/м і тривалістю імпульсу 10^{-3} с досягається зростання пластичності заготовок [1]. Оброблення матеріалів магнітним полем призводить до появи магнітопластичного ефекту, а оброблення електричним струмом – до електропластичного ефекту.

Досягти електропластичного ефекту можна через кондуктивну передачу електричного струму до оброблюваного матеріалу [2] або через індукування струму змінним в часі імпульсним магнітним полем [3, 4]. Спосіб, за якого струм передається кондуктивно, реалізовано в пристроях електродинамічної обробки [2, 5, 6]. Відомі також аналітичні і чисельні методи по дослідженню індуктивного збудження струмів імпульсними магнітними полями в електропровідних середовищах обмеженої товщини. Так, в [7] розглядається аналітичний розв'язок задачі розрахунку тривимірного квазістаціонарного електромагнітного поля імпульсного струму, що протікає поблизу електропровідного тіла з плоскою поверхнею, в [4] – аналітичний розв'язок струмів в обмотці індуктора з Ш-подібним магнітопроводом, в [8] досліджено параметри індукційної системи і окремо вплив на параметри лобових частин обмотки з магнітопроводом і без магнітопроводу, в роботі [3] – досліджено розподіл імпульсного струму і магнітного тиску в немагнітній пластині в часі та просторі

за умови, коли її товщина менша за глибину проникнення струму на еквівалентній частоті, що відповідає тривалості імпульсу.

Задля реалізації електропластичного ефекту, який ґрунтується на застосуванні однополярних імпульсів струму високої густини (10^9 A/m^2) для індукційного (безконтактного) збудження вихрових струмів у немагнітних металевих смугах, вперше досліджується індукційна система зі спіралеподібною обмоткою з використанням феромагнітного екрану (рис. 1). В [9, 10, 11] для одержання електропластичного ефекту в міді, алюмінії та нержавіючій сталі рекомендовано густину струму в межах $1...1,5 \text{ кА/мм}^2$ відповідно. У випадках коли товщина смуги менша за глибину проникнення струму для збудження вказаної величини густини струму по обмотці індукторної системи буде протікати неприпустимо великий струм. Тому запропоновано збільшити електромагнітний зв'язок за рахунок встановлення додаткового феромагнітного екрану. Подібна індукційна система без магнітопроводу та з магнітопроводом, без феромагнітного екрану (позначення 3, рис. 1) досліджувалася у роботі [12] для збудження пружних коливань у бетонних конструкціях.

На рис. 1 показано ескіз індукційної системи, що також використовується для чисельного двовимірного вісесиметричного моделювання, наприклад, методом скінченних елементів. На рис. 1 позначено: 1 – спіралеподібна обмотка, 2 – металева немагнітна смуга, 3 – феромагнітний екран. З метою усунення перегріву багатовиткова обмотка індуктора виконується водоохолоджуваною, з

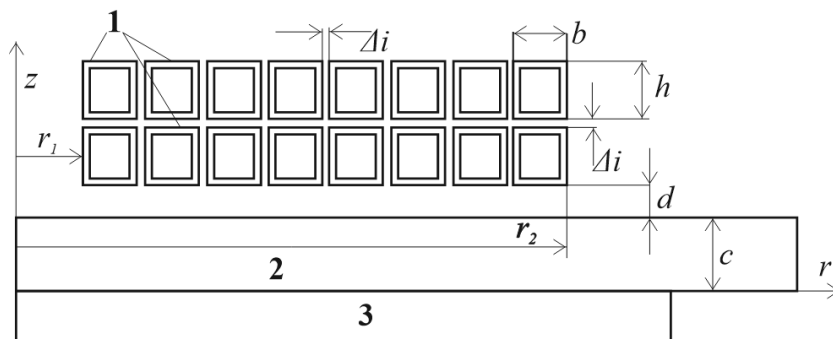


Рис. 1

порожнистого прямокутного мідного проводу. Збудження однополярного імпульсу струму пропонується виконувати шляхом розрядження на обмотку індуктора попередньо зарядженого конденсатора, а комутацію здійснити за допомогою керованого тиристора.

Вибір режиму роботи розрядного кола за незмінної геометрії індуктора, вочевидь,

визначається товщиною полоси, що обробляється, та її електрофізичними властивостями. Чисельний розрахунок режиму роботи розрядного кола буде пов'язано з сумісним розв'язком задач електромагнітного поля і електричного кола. В умовах широкого діапазону зміни товщини і електропровідності матеріалів та оперативного керування процесом електромагнітної обробки чисельний розрахунок може зайняти досить тривалий час. Тому доцільно розглянути спрощений метод визначення характеристик індукційної системи для магніто-імпульсної обробки металевих смуг, в якому були би поєднані чисельний розрахунок електромагнітного поля і сил та аналітичний підхід до розрахунку перехідного процесу в електричному колі.

Мета роботи. Розроблення спрощеного методу визначення характеристик індукційної системи з урахуванням впливу феромагнітного екрану на розподіл змінного в часі магнітного поля, електромагнітних сил індукційної системи і густини струмів в електропровідній смугі.

Визначення електричних параметрів. Задля представлення методу визначення характеристик індукційної системи розглянемо розрахунок електричних параметрів індукційної системи, що заміщується послідовною електричною схемою. Активний опір та індуктивність системи визначаються комп'ютерним моделюванням методом скінченних елементів в режимі гармонічних струмів при квазістаціонарному наближенні і з заданою комплексною амплітудою струму в обмотці, що використовувалося в [4, 8]. З метою усунення перегріву багатовиткова обмотка індуктора виконується водоохолоджуваною з мідної прямокутної труби, наприклад, ДПРХМ $5,0 \times 5,0 \times 1,0$ БР М1 з електропровідністю $\sigma_w = 5 \cdot 10^7 \text{ См/м}$. Переріз провідника індуктора становить $s_w = 16 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2$. Задля встановлення впливу наявності феромагнітного екрану на електричні параметри задано такі лінійні електрофізичні властивості матеріалу екрану: $\sigma = 0 \text{ См/м}$, $\mu_r = 1$, що еквівалентно відсутності цього екрану, і $\sigma = 4 \cdot 10^6 \text{ См/м}$, $\mu_r = 400$. Товщина немагнітної смуги – $c = \{8, 6, 4, 2\} \text{ мм}$ (рис. 1), відстань d між індуктором і пластиною з урахуванням величини виткової ізоляції складає 4 мм. Відстань між витками і шарами індуктора Δi з урахуванням величини виткової ізоляції складає 1 мм.

Внутрішній r_1 і зовнішній r_2 радіуси індуктора відповідно 10 і 58 мм. Число витків $w=16$ і число шарів індуктора $n=2$.

В табл. 1 представлено результати розрахунку величини напруги u індуктора за амплітуди струму в обмотці $I_m = 11200$ А для різних значень товщини смуги c і двох величин частоти струму f . Амплітуда струму в обмотці відповідає порядку величин за умов досягнення необхідної густини

Таблиця 1						
Немагнітна пластина з електропровідністю $\sigma = 33 \cdot 10^6$ СМ/М (Алюміній)						
Параметри екрану	f , Гц	Параметр	$c = 8$ мм	$c = 6$ мм	$c = 4$ мм	$c = 2$ мм
$\sigma_e = 0$ СМ/М, $\mu_r = 1$	1000	u , В	42+i432	41+i432	41+i426	64+i417
		r_n , МОм	3,75	3,66	3,66	5,71
		L , мкГн	6,14	6,14	6,06	5,93
	500	u , В	26+i223	26+i223	33+i219	57+i225
		r_n , МОм	2,32	2,32	2,95	5,09
		L , мкГн	6,34	6,34	6,23	6,40
$\sigma_e = 4 \cdot 10^6$ СМ/М, $\mu_r = 400$	1000	u , В	42+i432	41+i432	40+i426	63+i413
		r_n , МОм	3,75	3,66	3,57	5,63
		L , мкГн	6,14	6,14	6,06	5,87
	500	u , В	26+i223	26+i223	32+i217	59+i217
		r_n , МОм	2,32	2,32	2,86	5,27
		L , мкГн	6,34	6,34	6,17	6,17

Таблиця 2						
Немагнітна пластина з електропровідністю $\sigma = 15 \cdot 10^6$ СМ/М (АМГ6)						
Параметри екрану	f , Гц	Параметр	$c = 8$ мм	$c = 6$ мм	$c = 4$ мм	$c = 2$ мм
$\sigma_e = 0$ СМ/М, $\mu_r = 1$	1000	u , В	55,7+i453,2	57+i447,6	71+i440,3	122+i457
		r_n , МОм	4,97	5,09	6,34	10,89
		L , мкГн	6,44	6,36	6,26	6,50
	500	u , В	36+i229	42+i227	55,4+i231	77,65+i263
		r_n , МОм	3,21	3,75	4,91	6,88
		L , мкГн	6,51	6,45	6,57	7,48
$\sigma_e = 4 \cdot 10^6$ СМ/М, $\mu_r = 400$	1000	u , В	54+i454	55,47+i447	69,2+i436	129+i440
		r_n , МОм	4,82	4,91	6,16	11,52
		L , мкГн	6,45	6,36	6,20	6,26
	500	u , В	35+i228	41+i223	58,3+i222	104+i246
		r_n , МОм	3,13	3,66	3,21	9,29
		L , мкГн	6,48	6,34	6,31	6,99

струму в смузі, що обробляється, хоча для системи з прийнятими лінійними властивостями матеріалів амплітуда струму не впливає на значення величин опору та індуктивності. Розрахунок виконано без урахування втрат в спіралеподібній обмотці індуктора, а тому напругу u можна назвати електрорушійною силою (ЕРС).

Визначення електричних параметрів індукційної системи з використанням приведеної в табл. 1 або 2 комплексної величини напруги u (ЕРС) індуктора виконується за виразами:

$$r_n = \operatorname{Re}(u/I_m), \quad (1)$$

$$L = \operatorname{Im}(u/I_m)/(2\pi f), \quad (2)$$

$$r = r_n + \frac{w \cdot \pi (r_1 + r_2)}{\sigma_w \cdot s_w} k_r, \quad (3)$$

$$k_r = 1 + \frac{h^4}{\delta^4} \left(\frac{w \cdot b}{(b + \Delta l) \cdot w + 4 \cdot r_1} \right)^2 \frac{n^2 - 0,2}{9}. \quad (4)$$

Тут r_n – активний опір індукційної системи, що обумовлений протіканням струму в немагнітній металевій смузі; L – індуктивність; r – повний опір індукційної системи, з урахуванням втрат в обмотці; k_r – коефіцієнт додаткових втрат [13], який становить 3,18 для індукційної системи з представленими у цій статті параметрами; n – кількість шарів обмотки.

З табл. 1 видно, що величина напруги індукційної системи практично не залежить від товщини смуги, якщо товщина цієї смуги перевищує глибину проникнення магнітного поля на частоті $f = 1000$ Гц. Електропровідність смуги відповідає алюмінію $\sigma = 33$ МСм/м. Глибина проникнення магнітного поля при цьому дорівнює

$$\delta = 10^3 \sqrt{2 / (\mu_0 \sigma 2 \pi f)} = 2,8 \text{ мм}, \quad (5)$$

а за $f = 500$ Гц – 3,9 мм. Величина електрорушійної сили обмотки індуктора лишається практично незмінною, якщо товщина смуги перевищує 3 мм за частоти струму $f = 1000$ Гц, і 4 мм за частоти струму $f = 500$ Гц.

Лише за товщини смуги, що менше глибини проникнення магнітного поля, електричні параметри індукційної системи відрізняються від значень за товщини смуги більшої за глибину проникнення магнітного поля (табл. 1). Вплив феромагнітного екрану при цьому є незначним. Помітні зміни починаються тільки за товщини полоси менше за глибину проникнення струму. Це демонструють результати по визначенню характеристик індукційної системи під час обробки сплаву АМг6 (табл. 2). Так активний опір за наявності феромагнітного екрану збільшується на 34% (частота 0,5 кГц) і на 5,7% (1 кГц), а індуктивність зменшується відповідно на 3,6% та 1%.

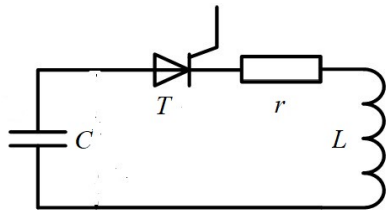


Рис. 2

Визначення імпульсного струму. Для дослідження перехідних процесів імпульсний струм в обмотці індуктора збуджується шляхом розряду попередньо зарядженого до напруги U конденсатора ємністю C в електричному колі (рис. 2) з керованим тиристором і знайденим вище активним опором r (4) та індуктивністю L (3). У разі досягнення напруги заряду

конденсатора від системи живлення заданої величини тиристором здійснюється замикання електричного кола, а тоді через певний проміжок часу при досягненні струму в індукторі нульового значення після $1/2$ періоду його коливання тиристор розмикає електричне коло, забезпечуючи таким чином протікання однополярного імпульсу струму в обмотці індуктора.

Визначення струму в електричному колі (рис. 2) здійснюється у припущенні лінійних властивостей феромагнітного екрану. Таке припущення є виправданим, з одного боку припущенням щодо роботи на лінійній ділянці кривої намагнічування, а з іншого, наявністю демпфування магнітного поля оброблюваною смугою з високою електро-провідністю.

Струм в колі електро-магнітної системи в таких умовах задоволяє диференційному рівнянню [14]

$$L \frac{di}{dt} + r \cdot i + \frac{g}{C} = 0, \quad g = g(0) + \int_0^t i \cdot dt, \quad (6)$$

де g – заряд конденсатора; $g(0)$ – заряд конденсатора у момент часу $t = 0$; i – струм в електричному колі (рис. 2).

Після диференціювання (6) за часом t отримуємо рівняння другого порядку

$$L \frac{d^2 i}{dt^2} + r \frac{di}{dt} + \frac{i}{C} = 0, \quad (7)$$

характеристичне рівняння якого має два корені

$$\gamma_{1,2} = -\frac{r}{2 \cdot L} \pm \sqrt{\frac{r^2}{4L^2} - \frac{1}{LC}} = -\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}, \quad \alpha = \frac{r}{2L}, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{LC}. \quad (8)$$

І, таким чином, рішення рівняння (7) має дві сталі інтегрування, для визначення яких потрібно задати дві початкові умови. Першою умовою є припущення, що струм в електричному колі в початковий момент часу ($t = 0$) дорівнює нулю, а за другу будемо вважати, що початкова напруга конденсатора дорівнює $U = g(0)/C$ і, відповідно до рівняння (6), за $t = 0$, повинна виконуватися умова $di/dt = -U/L$.

З урахуванням вказаних початкових умов після комутації струм в обмотці індуктора описується залежністю

$$i(t) = -\frac{U}{2L\sqrt{\alpha^2 - \omega_0^2}}(e^{\gamma_1 t} - e^{\gamma_2 t}). \quad (9)$$

Оскільки за початкових умов було прийнято, що імпульс струму відповідає певній частоті (500 або 1000 Гц), то ємність конденсатора для одержання такої частоти струму вибирається за виразом

$$C = 1/\omega_0^2 L, \quad \omega_0 = 2\pi f. \quad (10)$$

Процес розряду конденсатора залежить від співвідношення між параметрами rLC кола (рис. 2), які і визначають чи будуть корені характеристичного рівняння (8) дійсними або комплексними, і тим самим означати чи буде розряд аперіодичним або коливальним загасаючим. Використання аперіодичного розряду для збудження однополярного імпульсу струму є недоцільним, оскільки за заданого конструктивного виконання індукційної системи величина струму індуктора стає значно меншою, ніж за коливального загасаючого розряду.

За умови комплексних коренів характеристичного рівняння струм індуктора має вигляд [14]

$$i(t) = -\frac{U}{\omega_1 \cdot L} \sin(\omega_1 \cdot t) \cdot e^{-\alpha \cdot t}. \quad (11)$$

Оскільки вплив феромагнітного екрану стає більш вагомим, коли товщина електропровідної смуги c (рис. 1) приймає значення менші, ніж глибина проникнення магнітного поля, то обмежимося розглядом розрядних процесів для товщини смуги $c = 2$ мм і частоти $f = 1000$ Гц. Тоді, відповідно до табл. 2 за відсутності феромагнітного екрану із виразів (1)–(4), (9) параметри кола дорівнюють: $r = 0,0241$ Ом; $k_r = 3,181$; $L = 6,5 \cdot 10^{-6}$ Гн; $C = 0,0039$ Ф та, відповідно до (8), кутова частота власних загасаючих коливань $\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = 6003,86 \text{ c}^{-1}$, коефіцієнт загасання $\alpha = 1852,58 \text{ c}^{-1}$ і тривалість імпульсу $T_1 = \pi/\omega_1 = 0,000523262 \text{ с}$. Вважаючи, що у початковому стані конденсатор був заряджений до заданої напруги $U = 850$ В, знайдемо за виразом (11) величину імпульсу густини струму в провідниках обмотки індуктора

$$j = \frac{i(t)}{s_w} = \frac{U}{\omega_1 \cdot L \cdot s_w} \sin(\omega_1 \cdot t) \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \theta(T_1 - t) = 1,36129 \cdot 10^9 e^{-1852,58t} \sin(6003,86t) \theta(0,000523262 - t), \quad (12)$$

в якому шляхом введення одиничної узагальненої функції $\theta(\dots)$ враховано, що тиристор закривається

у разі переходу струму через нуль, і густина струму в індукторі змінюється у відповідності до рис. 3.

Таким же чином визначаються електричні параметри індукційної системи за наявності феромагнітного екрану, та інших розмірів (рис. 1), частоти f , електрофізичних властивостей індукційної системи.

Тоді відповідно до табл. 2 за наявності феромагнітного екрану із співвідношень (1)–(4), (9) параметри кола приймають значення $r = 0,0247$ Ом; $k_r = 3,181$; $L = 6,24541 \cdot 10^{-6}$ Гн; $C = 0,00405583$ Ф і відповідно до (7) кутова частота власних коливань $\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} = 5964,4 \text{ c}^{-1}$, коефіцієнт загасання $\alpha = 1976$

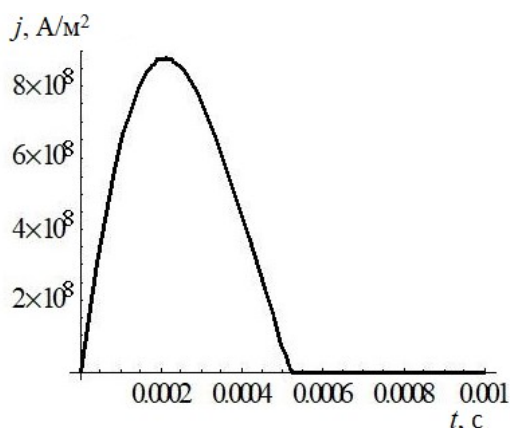


Рис. 3

s^{-1} і тривалість імпульсу $T_1 = \pi / \omega_1 = 0,000526726$ с. Вважаючи, що в початковому стані конденсатор був заряджений до напруги $U = 850$ В, знайдемо величину імпульсу густини струму в провідниках обмотки індуктора

$$j = \frac{U}{\omega_1 L S_w} \sin(\omega_1 t) e^{-\alpha t} \cdot \theta(T_1 - t) =$$

$$= 1,426 \cdot 10^9 e^{-1976t} \sin(5964,4t) \theta(0,000527 - t)$$

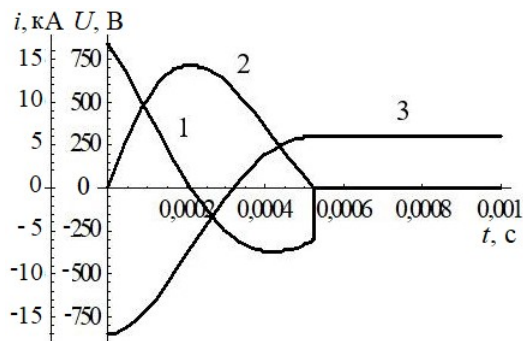


Рис. 4

напруга на конденсаторі лишається незмінною на рівні 250 В до наступного його заряджання. При цьому можливо або дозарядити конденсатор до позитивної напруги 850 В, і для запобігання небажаних для електропластичної обробки знакозмінних імпульсів струму потрібно зміщувати індуктор в нову зону обробки приблизно на розмір діаметру індуктора, або перезаряджати конденсатор до попередньої напруги (-850 В), що є менш економічним, але дає змогу збуджувати в індукторі однополярні імпульси струму однакової (не знакозмінної) полярності і повторно використовувати їх в поточній області оброблюваної смуги.

Густина індуктованих струмів і сил в електропровідній смугі. На рис. 5 наведено порівняння величини густини вихрового струму, який збуджується на поверхні електропровідної

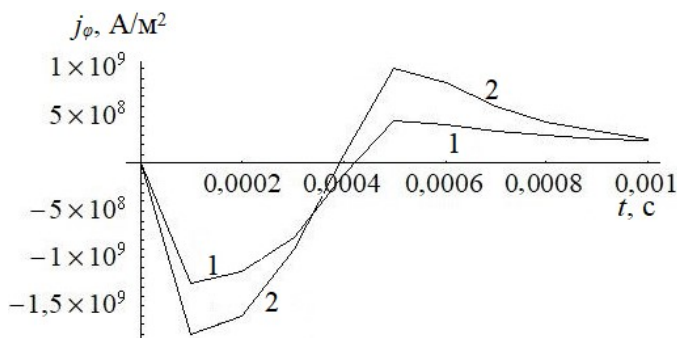


Рис. 5

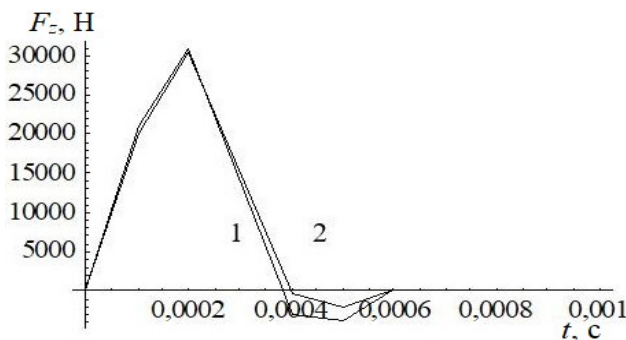


Рис. 6

смуги товщиною 2 мм. Крива 1 відповідає випадку використання феромагнітного екрану, крива 2 – за його відсутності. Звертає на себе увагу неочікуване зниження густини збуджуваних струмів в смугі у разі використання феромагнітного екрану, обумовлене більш глибоким проникненням магнітного поля в смугу. Характерно, що для обох виконань магнітної системи максимум густини індуктованих струмів збуджується на першій чверті тривалості імпульсу струму в індукторі (за $t = 0,0001$ с), а не за його максимумі (за $t = 0,0002$ с), що також спостерігалось і в [3]. Крім того, при закінченні імпульсу струму в індукторі в оброблюваній смугі зберігаються загасаючі струми достатньо високої густини, що потребує для їхнього суттєвого зниження зменшення частоти повторення імпульсів. При цьому зменшується просторовий крок зсуву індуктора відносно оброблюваної смуги, і таким чином знижується продуктивність електро-пластичної обробки.

Потрібна для реалізації електро-пластичного ефекту густина струму призводить до виникнення значної силової взаємодії між

індуктором і оброблюваною смугою. Незважаючи на різну величину густини струму на поверхні оброблюваної смуги (рис. 5), в обох випадках на рис. 6 спостерігаються однакової величини імпульсні сили взаємодії між індуктором і смугою, де кривою 1 позначена залежність сили взаємодії при відсутності феромагнітного екрану і кривою 2 – за його наявності. Сили взаємодії між індуктором і смугою (рис. 6) приймають максимальні значення після моменту макси-мальної густини струму (рис. 5) і ближче до моменту з максимальним струмом в обмотці (рис. 4), що також спостерігається в індукторах з П-подібними магнітопроводами [3].

В процесах електропластичної обробки спостерігається одночасний вплив на смугу і струмом, і магнітними силами. Але імпульси струму мають тривалість $10^{-4} - 10^{-3}$ с, що на кілька порядків менше термінів стимульованих ними [1] стрибків деформації в кристалах. Тому, вірогідно, вказаний вплив є лише поштовхом в електронній і фононній підсистемах кристалів, які викликають в подальшому подолання окремими дислокаціями їхнього розмноження і взаємодію, і таким чином інтенсифікують пластичну деформацію металів. Разом з тим за максимальної густини струму на поверхні смуги величина імпульсної електродинамічної сили складає, як це видно з рис. 6, 2/3 своєї максимальної величини.

Також слід зазначити, що на витки індуктора діють радіальні магнітні сили (29000 Н), які майже однакові за величиною з аксіальними (рис. 6). А тому це потребує заходів по зміцненню обмотки індуктора. Амплітуда імпульсу струму для обох конструктивних виконань індукційної системи (з феромагнітним екраном та без нього), а тому і рівень індукованої в смугі густини струму регулюється величиною початкової напруги конденсатора $U(t=0)$, а тривалість імпульсу – ємністю конденсатора C .

Таким чином, розроблений метод визначення характеристик індукційної системи полягає у наступному: на першому етапі методом скінченних елементів визначаються електричні параметри індукційної системи r, L, C за формулами (2), (3) і (9) під час живлення обмотки синусоїдним струмом з частотою $f = 1/2T_1$, що відповідає заданій тривалості T_1 однополярного імпульсу; на другому етапі з використанням знайдених параметрів r, L, C вирішується рівняння (6), на основі якого за заданих початкових умов визначається зміна напруги на індуктивності, струм в індукторі, напруга на конденсаторі, кутова частота власних коливань відповідно до (7), коефіцієнт загасання, тривалість імпульсу та за виразом (12) закон зміни густини струму в провідниках обмотки індуктора; на третьому етапі з використанням величин густини струму в провідниках обмотки індуктора (12) методом скінченних елементів визначаються розподіл змінного в часі магнітного поля, електромагнітних сил в індукційній системі і густину струмів в електропровідній смугі.

З використанням методу нема необхідності одночасно на кожному часовому кроці розв'язувати паралельно електромагнітну і колову задачі, що дає змогу зменшити вимоги до програмного засобу для розрахунку електромагнітних полів, наприклад, методом скінченних елементів. Відрізняється метод від відомого [4] тим, що тут використовуються лінійні параметри феромагнітних матеріалів індукційної системи.

Висновки. Розроблено спрощений метод визначення характеристик індукційної системи зі спіралеподібним індуктором, в якому враховується вплив феромагнітного екрану. Визначена залежність величини напруги на ємнісному накопичувачі з величиною густини струмів в немагнітній пластині обмеженої товщини. Встановлено, що застосування феромагнітного екрану дає змогу зменшити струм в індукторі, але досягти однакових величин електромагнітної сили у випадку обробки з феромагнітним екраном та без нього. Таким чином, досягнення параметрів настання електропластичного ефекту під час обробці електропровідних пластин, товщина яких менше глибини проникнення струму, відбувається із застосуванням феромагнітного екрану за величин струму в індукторі, який не перевищує максимального допустимого струму для напівпровідникового приладу, що здійснює комутацію розрядного кола.

Розроблений наближений метод планується використовувати для вибору режимів роботи імпульсного джерела живлення під час експериментальних досліджень магніто-імпульсного способу обробки зварного шву тонколистових конструкцій.

Електричні параметри індукційної системи не залежать від товщини смуги, якщо вона перевищує глибину проникнення електромагнітного поля в смугу. При цьому наявність феромагнітного екрану не значно (менше 1%) впливає на величину електричних параметрів індуктора, як це впливає з представлених даних у таблицях. Якщо товщина немагнітної смуги з

матеріалу АМг6 менша, ніж глибина проникнення електромагнітного поля, то опір за наявності феромагнітного екрану збільшується на 34% (частота 0,5 кГц) і на 5,7% (1 кГц), а індуктивність зменшується відповідно на 3,6% і 1%.

Взаємодія індуктора зі смугою зростає у разі зменшенні її товщини і електропровідності. При використанні феромагнітного екрану на поверхні такої смуги спостерігається зниження густини збуджуваних струмів на 30,5%, що обумовлене більш глибоким проникненням електромагнітного поля в смугу і зростанням опору.

Для обох виконань індукційної системи і всього діапазону товщини смуги максимум індуктованих струмів на її поверхні збуджується на першій чверті тривалості імпульсу струму в індукторі, а не при його максимумі. Сили взаємодії між індуктором і смугою приймають максимальні значення після моменту максимальної густини струму в смугі і ближче до моменту з максимальним струмом в обмотці.

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

1. Васильев М.А. Особенности пластической деформации металлов и сплавов в магнитном поле. Обзор. *Успехи физики металлов*. 2007. Т. 8. С. 65–105. DOI: <https://doi.org/10.15407/ufm.08.01.065>
2. Лобанов Л.М., Кондратенко І.П., Жильцов А.В., Карлов О.М., Пашин М.О., Васюк В.В., Ящук В.А. Нестационарные электрофизические процессы в системах снижения залишковых напряжений сварных соединений. *Техническая электродинамика*. 2016. № 6. С. 10–19. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.06.010>
3. Ращепкин А.П., Кондратенко І.П., Карлов О.М., Кришук Р.С. Магнитные силы и токи индуктора для магнитно-импульсной обработки сварных соединений немагнитных тонколистовых металлов. *Техническая электродинамика*. 2020. № 5. С. 74–79. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.074>
4. Ращепкин А.П., Кондратенко І.П., Карлов О.М., Кришук Р.С. Электромагнитное поле индуктора с Ш-подобным осердьям для магнитно-импульсной обработки материалов. *Техническая электродинамика*. 2019. № 6. С. 5–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.005>
5. Lobanov L.M., Pashchyn M.O., Mykhodui O.L., Sydorenko Yu.M. Effect of the Indenting Electrode Impact on the Stress-Strain State of an AMg6 Alloy on Electrodynamics Treatment. *Strength of Materials*. 2017. Vol. 49. Issue 3. Pp. 369–380. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-017-9877-1>
6. Stepanov G., Babutski A., Mameev I., Pashchin N., Savitskii V., Tkachuk G. Redistribution of residual welding stresses in pulsed electromagnetic treatment. *Strength of Materials*. 2011. Vol. 43(3). Pp. 326–331. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-011-9300-2>
7. Vasetsky Yu.M. Exact analytical and approximate asymptotic calculation methods to determine three-dimensional electromagnetic field near conducting body with flat surface. *Техническая электродинамика*. 2021. № 4. С. 3–13. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.003>
8. Kryshchuk R.S. Influence of winding ends on the parameters of pulse inductor with U-shaped core. *Техническая электродинамика*. 2020. № 6. С. 69–76. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.069>
9. Coles L.A., Roy A., Silberschmidt V.V., Novac B.M., Alotaibi T., Senior P., Smith I.R. Analysis of pulsed electroplasticity in metals. IEEE 21st International Conference on Pulsed Power (PPC). Brighton, UK, June 18-22, 2017. DOI: <https://doi.org/10.1109/PPC.2017.8291317>
10. Andre D., Bulet T., Körkemeyer F., Gerstein G., Gibson J.S.K.-L., Sandlöbes-Hauta S., Korte-Kerzel S. Investigation of the electroplastic effect using nanoindentation *Materials & Design*. 2019. Vol. 183. 108153. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.matdes.2019.108153>
11. Troitsky O.A., Stashenko V.I. Advantages of drawing and rolling metals with pulse current *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*. 2020. 012084 DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/848/1/012084>
12. Городжа К.А., Подольцев О.Д., Трошинський Б.А. Электромагнитные процессы в импульсном электродинамическом випромінювачі для збудження пружних коливаний у бетонних конструкціях. *Техническая электродинамика*. 2019. № 3. С. 23-28. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.03.023>
13. Постников И.М. Проектирование электрических машин. К.: ГТИ, 1962. 736 с.
14. Нейман Л.Р., Калантаров П.Л. Теоретические основы электротехники. Ч. 2. М.-Л.: ГЭИ, 1959. 444 с.

A METHOD FOR CALCULATING ELECTROMAGNETIC FIELD OF A SPIRAL TYPE INDUCTION SYSTEM FOR MAGNETOPULSE PROCESSING OF NON-MAGNETIC METAL STRIPS WITH A FERROMAGNETIC SHIELD

A.P. Raschepkin, I.P. Kondratenko, O.M. Karlov, R.S. Kryshchuk

The Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

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

e-mail: dep7ied@ukr.net

A new method for calculating pulse current in a spiral winding of an induction system with a ferromagnetic shield is proposed for processing of nonmagnetic thin-sheet metal strips and for creating magnetoplastic and electroplastic effects by eddy currents in strips. The ferromagnetic shield is placed under the strip, and above it there is the spiral winding. The aim is developing the method for calculating pulse current of the induction system in discharge processes of a capacitor charged to certain voltage, taking into account influence of the ferromagnetic shield on distribution of time-varying magnetic field, electromagnetic forces of the induction system and density of currents in the strip. Electromagnetic parameters of the induction system are determined by computer simulation using the finite element method in the mode of harmonic currents. Current transients in an electric circuit are calculated by the new method using known mathematical dependences in the theoretical electrical engineering, and the distribution of current density and magnetic forces in the strip are calculated by the finite element method in the mode of transients. Influence of the ferromagnetic shield on electromagnetic processes in the induction system is established. Electromagnetic force between the spiral winding and the strip, current density in the strip, and moments of time at which the current and the force have maximum values are studied. References 14, figures 6, tables 2.

Key words: electroplastic processing, electromagnetic parameters, ferromagnetic shield, unipolar current pulse, transients.

1. Vasiliev M.A. Features of plastic deformation of metals and alloys in a magnetic field. Overview. *Advances in the physics of metals*. 2007. Vol. 8. Pp. 65–105. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/ufm.08.01.065>
2. Lobanov L.M., Kondratenko I.P., Zhltsov 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 Elektrodyamika*. 2016. No 6. Pp. 10–19. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.06.010> (Ukr)
3. 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. *Tekhnichna Elektrodyamika*. 2020. No 5. Pp.74–79. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.074> (Ukr)
4. Rashchepkin A.P., Kondratenko I.P., Karlov A.N., Kryshchuk R.S. Electromagnetic field of w-shaped inductor for magnetic-pulse processing of materials. *Tekhnichna Elektrodyamika*. 2019. No 6. Pp. 5–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.005> (Ukr)
5. Lobanov L.M., Pashchyn M.O., Mykhodui O.L., Sydorenko Yu.M. Effect of the Indenting Electrode Impact on the Stress-Strain State of an AMg6 Alloy on Electrodynamic Treatment. *Strength of Materials*. 2017. Vol. 49. Issue 3. Pp. 369–380. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-017-9877-1>
6. Stepanov G., Babutski A., Mameev I., Pashchin N., Savitskii V., Tkachuk G. Redistribution of residual welding stresses in pulsed electromagnetic treatment. *Strength of Materials*. 2011. Vol. 43(3). Pp. 326–331. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11223-011-9300-2>
7. Vasetsky Yu.M. Exact analytical and approximate asymptotic calculation methods to determine three-dimensional electromagnetic field near conducting body with flat surface. *Tekhnichna Elektrodyamika*. 2021. No 4. Pp. 3–13. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.003>
8. Kryshchuk R.S. Influence of winding ends on the parameters of pulse inductor with U-shaped core. *Tekhnichna Elektrodyamika*. 2020. No 6. Pp. 69–76. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.069>
9. Coles L.A., Roy A., Silberschmidt V.V., Novac B.M., Alotaibi T., Senior P., Smith I.R. Analysis of pulsed electroplasticity in metals. IEEE 21st International Conference on *Pulsed Power* (PPC). Brighton, UK, June 18-22, 2017. DOI: <https://doi.org/10.1109/PPC.2017.8291317>
10. Andre D., Bulet T., Körkemeyer F., Gerstein G., Gibson J.S.K.-L., Sandlöbes-Hauta S., Korte-Kerzel S. Investigation of the electroplastic effect using nanoindentation *Materials & Design*. 2019. Vol. 183. 108153. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.matdes.2019.108153>
11. Troitsky O.A., Stashenko V.I. Advantages of drawing and rolling metals with pulse current *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*. 2020. 012084 DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/848/1/012084>
12. Gorodzha K.A., Podoltsev A.D., Troshchynckiy B.O. Electromagnetic processes in pulsed electrodynamic emitter to excite elastic vibrations in concrete structures. *Tekhnichna Elektrodyamika*. 2019. No 3. Pp. 23–28. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.03.023> (Ukr)
13. Postnikov I.M. Designing of electrical machines. Kiev: HTI, 1962. 736 p. (Rus)
14. Neiman L.R., Kalantarov P.L. Theoretical Foundations of Electrical Engineering. Part 2. Moskva-Leninhrad: SEI, 1959. 444p. (Rus)

Надійшла 18.10.2021

Остаточний варіант 26.01.2022

COMPLEX DESIGN TOOLS FOR IMPROVEMENT OF ELECTROMECHANICAL SYSTEMS WITH INDUCTION MOTORS

O.M. Popovych^{*}, I.V. Golovan^{**}

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

E-mail: popovych1955@ukr.net, golovan_77@ukr.net

The stages, methodology and complex design tools of electromechanical systems with inductions motors are substantiated. A quantitative assessment of the possibilities of increasing their economic efficiency using complex design according to the criterion of maximum income is provided. The expressions of complex criteria of efficiency, complex mathematical models and research methods are substantiated. The change in economic efficiency is determined when the value of design parameters deviates from the optimal value. Using the developed means of complex design can increase economic efficiency by tens of percent is shown. References 22, table 1, figures 2.

Keywords: induction motor, complex design, complex mathematical model.

Complex approaches to all spheres of human activity are a natural step towards minimizing the negative impacts of technical civilization on the environment. Complex approaches are a prerequisite for waste-free production; they can provide the maximum useful result with minimal consumption of energy and material resources taking into account the features of operating conditions. Such approaches are effectively used in many industries, in particular in the analysis and synthesis of objects in the energy sector [1, 2], biotechnology [3, 4], the creation of automatic control systems [5, 6]. Induction electromechanical transducers are the most common type of mechanism for creating mechanical action using electrical energy. This is due to their cheapness, reliability, high enough efficiency. Such motors consume about half of all produced electricity and the perfection of their conditions significantly affects on the efficiency of production activities. Analysis and synthesis of electromechanical system (EMS) parameters with induction motors (IM) according to complex criteria provide the possibility of a significant increase in the efficiency of technological processes and mechanisms according to the final result of their useful action (in some cases - at times, due to the justification and application of new structures and the implementation of synergistic effects of integrated design).

There are two trends in the strategy of scientific research in the design of EMS with IM: the use of universal technical solutions that are produced in large series, or the development of specialized equipment for specific conditions of use. The choice of a universal or specialized technical solution is carried out according to the results of a technical and economic comparison of these design options with the final result of obtaining a useful product. Features of the integrated design are due to its goal: the search for such an optimal set of design and operating parameters of the developed object (in this work, the main attention is paid to the refined accounting of IM operation conditions as part of EMS), which will provide the maximum system efficiency with minimal resource consumption.

The purposes of this work are: substantiation of the stages, methodology and means of EMS complex design with IM; development and research of complex performance criteria, taking into account capital and operating costs and the impact of economic and technical work conditions on the optimal parameters; assessment of the possibilities of increasing the EMS economic efficiency with IM due to the complex design using.

Requirements for the means of design synthesis are determined by the ratio of the needs for universality or specialization of electromechanical equipment. Accordingly, complex design can be classified into three types:

1. Designing system components independently of each other, using the efficiency criteria and limitations of the system (system design). For example, there is no necessity to regulate the multiplicity of currents and moments in starting regimes and at critical slip (overload capacity), when designing induction motors (IM) of frequency control systems, since these regimes are formed by the control system. Removing

the restrictions of such regulation creates conditions for the IM design with the improvement of energy and mass-dimensional indicators in the main operating conditions [7].

2. Designing system components using the efficiency criteria and limitations of this system according to mathematical models of integrated design is taking into account the mutual influence of the system components and the corresponding change in the operating conditions parameters. For example, if an induction motor of a piston compressor drive is designed according to the methods for stable regimes and with high efficiency in these regimes, then under real operating conditions with a pulsating load, the efficiency can significantly decrease (up to 10% or more) [8]. The reason is the ripple of the speed and currents values. In the process of optimal design, complex mathematical models of the dynamic conditions of the engine-compressor system are used, which makes it possible to bring the efficiency indicators closer to the maximum (the drop in efficiency can be at least halved in comparison with the IM optimized according to the stable regimes).

3. This is the design and construction of the system components according to 2 and taking into account the possibility of their functional combination, when one combined element of the system does several functions. For example, an induction motor rotor can be equipped with blades and carry out the functions of a hydraulic pump impeller, in the case of a motor-pump [9]. The simplest case of functional combination the system components can be carried to monoblock structures, for example, the IM and the pump, when the centrifugal pump impeller is located directly on the induction motor shaft. The same bearing support applies to both the IM and the pump in this monoblock design. This simplifies the design, improves weight and dimensions, and reduces friction losses (there is a synergistic effect of reducing friction losses in comparison with the shafts of separate IM and the pump connected by the coupling, which is due to the absence of distortions due to the shafts incompatibility).

New directions of science and technology have appeared as a result of applying integrated design. This is mechatronics or electromechanotronics in the field of electromechanical systems. There is some discrepancy in the interpretation of these terms in domestic and foreign technical literature. In the domestic literature, electromechanotronics traditionally studies integrated (functionally and structurally) systems with electromechanical and semiconductor converting parts [10], and the term mechatronics is often referred to as mechanical, hydraulic power actuators with an electromechanical control part [11]. In foreign literature, mechatronics is a definition that often combines both of the above terms. Another direction in the science development based on the integrated design principles, is the design of multifunctional induction motors [12] (for example, the simultaneous realization of mechanical work to move liquid or bulk media and their heating). In this case, the synergistic effect is in useful use of losses in induction motors and intensification of their cooling [13].

Mathematical models of complex IM design are changing in accordance with the needs of the above types of such design. With the first type, the mathematical apparatus for designing AM for stable regimes can be used to a large extent [14,15]. The specificity of such design is associated with the features of the efficiency criteria formation and design synthesis limitations, with a more detailed study of the factors associated with the operating conditions in the system. For example, it is necessary to take into account the increased specific weight of losses from higher temporal and spatial harmonic components, for IM frequency drive [7].

In the second type of integrated design, the requirements for mathematical models, are satisfied the models of electromechanical systems and their components, which are developed using the simulation system (for example, MATLAB) [16, 17], taking into account the mutual influence of the system components. The equations of electrical and mechanical equilibrium of these models are differential equations, they are solved with relatively to the dependences of the immediate values of electrical and mechanical variables.

An IM mathematical models of electromechanotronic systems (EMTS) correspond to the requirements for mathematical models of complex design [18]. They provide analysis taking into account the asymmetry and nonlinearity of electromagnetic parameters, spatial and temporal nonsinusoidality of processes. An increase in the efficiency and adequacy of IM EMTS complex mathematical models are provided by using of nonlinear dependences of electromagnetic parameters, determined by the equivalent of IM field mathematical models by their circular analogies [18, 19].

The IM mathematical models should correspond to requirements for mathematical models of complexed design and often should be multiphysics - should take into account electromagnetic, thermal, hydraulic, acoustic processes (the third type of complexed design).

Complexed criteria of EMS efficiency. The systems efficiency in complex design directly depends on the applied criterion. For example, maximizing the pumping unit efficiency of a hydraulic system provides a high efficiency of converting electrical energy into hydraulic, but doesn't take into account the features of the consumer's operating conditions, in some cases it reduces the system efficiency with the final result [8]. That is, the system efficiency is determined by the result of its useful final action, which should quantitatively assess the positive system effect in order to find the conditions for its maximum efficiency. The indicator of system efficiency is a value that assesses the useful product, created by the system. The system useful action must be assessed integrally for a certain period, if the system operating condition changes over time. The period for evaluating the system usefulness should cover those stages of the production cycle that are characteristic of the design object and during which the useful action of the system changes as the design parameters of the design object change.

The criterion for the system efficiency (assuming that capital investments apart from energetic and operating costs are unchanged), can be the energy efficiency coefficient is the dividing result of the efficiency indicator, which allows us to assess the system useful effect over a certain period of time, to the energy consumed by the system during this time. For example, for EMS water supply the ratio of the water amount delivered to the consumer to the energy consumed by the system is used as a complex criterion of efficiency. For example, the complexed design of wind or hydroelectric installations, the end product of their functioning is energy delivered to the consumer and the energy efficiency coefficient is the ratio of this energy to the source energy: the energy of the air flow through the area blown by the wind turbine, or the potential energy of the water reservoir.

Determining the optimal parameters of systems with finding a balance between capital and operating costs is of interest to the consumer of equipment with a significant change in capital expenditures by varying the optimization parameters. That is, in general, the consumer is interested in both the energy efficiency of the equipment and the payback period of capital investments. The optimal parameters of systems are determined by finding a balance between capital and operating costs and are often carried out using the value E_r as an optimization criterion. E_r is the minimum yearly reduced costs for the standard operating life (for example, $T_{sls} = 7$ years) [20-21]:

$$E_r = E_c / T_{sls} + E_{oa} , \quad (1)$$

where E_c , E_{oa} are capital costs (including construction and installation) and yearly operating costs, including materials, maintenance, service, wages.

Design according to criterion (1) provides a balance between capital and operating costs, but doesn't take into account the specific conditions for using the system, in particular: taking into account the profit amount from the sale of production unit, which affects the payback period.

We investigate how the economic efficiency of EMS functioning depends on the applied criterion of its optimal design. In this case, we accept: 1) A unit of a useful product manufactured by the system and delivered to the consumer has a price (if this product is not an independent, then it is necessary to agree its share in the final product and thereby determine its price equivalent c_p); 2) The cost of setting up the system is covered by credit rate on a bank loan δ_l (The percentage on the loan is paid together with the basic amount of the loan when the required amount of profit is accumulated); 3) The system life without accidents and general maintenance is T_{sl} years.

A complex criterion for the EMS effectiveness should take into account the specifics of the technical and economic operating conditions of the system, the design features and operating parameters to improve the design quality with the optimization of capital investments. We use the profit value as a design criterion for optimizing the system parameters, to do this. The case was considered when the operating costs can be determined with enough accuracy by the system energy losses. Moreover, the amount of profit is up to taxation (Pr) is determined according to the expression:

$$Pr = (V_{pa}c_p - V_{ppa}c_{pp})T_{sl} - E_c(1 + \delta_l T_{pb}) , \quad (2)$$

where V_{pa} , V_{ppa} are the average yearly volumes of the manufactured product and the primary consumed product; c_{pp} is the cost of the consumed product; T_{pb} , T_{sl} are payback periods of initial investment and operation, in years.

The parameters of the IM operating condition were calculated taking into account the voltage recession in the line of its power supply. It was assumed that the study regime is symmetrical and constant. In this case, taking into account the change in the crossing of network wires, the phase voltage at the IM input is:

$$U_{1f} = U_{1\beta L} - I_L r_b s_b / s,$$

where I_L is the effective value of the phase current in the electrical network (is determined in the process of modeling the EMS operation condition, Fig. 1).

The produced value of the useful product V_{pa} (mechanical energy at the output of the blood pressure) and the primary consumed product V_{ppa} (energy consumed by EMS), (2) were determined integrally based on the mathematical modeling results of the operating condition. This determination was carried out at the end of the calculation of the electromagnetic transient processes of IM connecting (time t_1). The operating energy consumption was determined in a similar way by the amount of energy losses in the network E_{oaL} and the IM E_{oaM} (block Er, Pr , Fig. 1):

$$\begin{aligned} V_{pa} &= \frac{10^{-3} T_{oa}}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} T_2 \omega_r dt; & E_{oaL} &= \frac{10^{-3} T_{oa} r_b s_b c_{eb}}{s(t_2 - t_1)} \int_{t_1}^{t_2} \sum_1^3 I_L^2 dt; \\ E_{oaM} &= \frac{10^{-3} T_{oa} c_{eb}}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} (P_1 - T_2 \omega_r) dt; & V_{ppa} &= \frac{E_{oaL}}{c_{eb}} + \frac{10^{-3} T_{oa}}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} P_1 dt, \end{aligned} \quad (4)$$

where P_1 is active power at the IM input; T_2, ω_r is an useful torque on the IM shaft and its angular velocity; I_L is the current effective value of the electrical network phase; t_1, t_2 is the time of the beginning and the end of the integral assessment period of the operating conditions parameters.

Information about the payback time and the price equivalent of the manufactured product is needed to calculate the amount of profit up to taxation by expression (2). These values are interrelated Their connection can be established with (2) taking into account that $T_{pb} = T_{sl}$ there is no profit $Pr = 0$:

$$T_{pb} = 1 / (GP / E_c - \delta_l); \quad (5)$$

$$c_p = [V_{ppa} c_{pp} + E_c (1 / T_{pb} + \delta_l)] / V_{pa}, \quad (6)$$

where $GP = V_{pa} c_p - V_{ppa} c_{pp}$ is a gross profit.

An optimization study of the dependence of the reduced costs minimum (1), (4) by the crossing of network wires is carried out using the developed mathematical model (Fig. 1). In this case, the operating costs were determined in total both in the line and in the IM:

$$E_r = E_c / T_{sls} + E_{oaL} + E_{oaM}, \quad (7)$$

and only in line. In both cases, the extrem values of the line intersection coincide. Graphical dependences of the obtained results E_r ($T_{sls} = 7$ years) are shown in Fig. 2 for the above both regimes of constant load (Fig. 2, a) and variable (Fig. 2, b).

To compare the design results according to the criteria of the minimum reduced costs (7) and the maximum profit, we transform expression (2) taking into account (5):

$$Pr = GP \cdot T_{sl} - E_c \left(1 + \frac{\delta_l}{GP / E_c - \delta_l} \right). \quad (8)$$

To calculate dependence (8), one must have information at the price equivalent of the manufactured product c_p . Its value is determined in accordance with the specific design conditions. In this work, for a comparative study, the c_p was determined by expression (6), provided that the payback time $T_{pb} = 3$; the values V_{pa}, V_{ppa}, E_c were determined relative to the optimal crossing of network wires according to the

minimum of the reduced costs (Fig. 2, a): $s = 490 \text{ mm}^2$. Under these conditions, the value $c_p = 2,747 \text{ UAH/kW}\cdot\text{h}$.

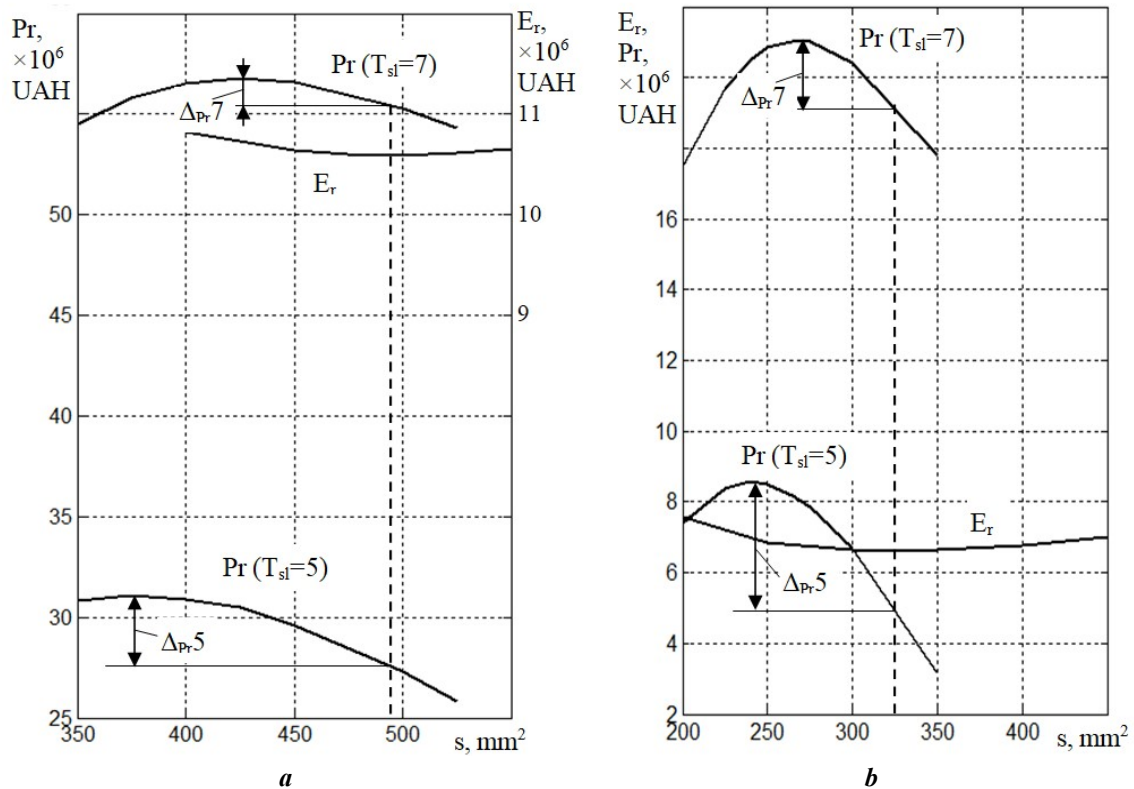


Fig. 2

The dependence of the profit change (8) with an area change s is calculated for the operating time $T_{sl} = 5$ and 7 years for stable (Fig. 2) and variable load regimes (Fig. 2, b). Figure 2 shows the dependence of the reduced costs E_r and profit dependencies Pr for two values of a given system operation time T_{sl} , for which the profit is estimated when the crossing of network wires changes. The profit amount at the optimal crossing of network wires, which corresponds the criterion of the minimum of reduced costs, can be determined at the intersection of the vertical dashed line (through the dependence extremum E_r) with the dependence Pr . The size of the profit increase when optimization design parameters according to the criterion of maximum profit compared to optimization according to the minimum of reduced costs in Fig. 2 is marked by Δ_{Pr5} , Δ_{Pr7} , respectively, for 5 and 7 years of system operation. The increase in profit is 6 ... 15% for a stable load and 12 ... 70% for a variable one, in the carried out research.

A numerical experiment shows that the optimal crossing of network wires of the supply line changes significantly with a change in the criterion and conditions for extremum searching. Optimization of design parameters according to the criterion of maximum profit, taking into account the specifics of operating conditions, provides a possibility to improve the economic efficiency of the system. The magnitude of the improvement Δ increases with an increase in the difference between the service life of the system: standard and specified T_{sls} and T_{sl} , as well as with an increase in the yearly interest rate δ_l (at a zero rate and equal values of T_{sls} and T_{sl} , optimization by both criteria gives the same result).

Optimization studies in Fig. 2 are carried out by varying one parameter, it is enough simple to realize a search of its values. The search of the goal function extremum is much more difficult with an increase in the number of optimization parameters. It can be effectively carried out by the sequential quadratic programming algorithm using the Optimization Toolbox package of the Matlab system using the developed complex mathematical model. A series of regimes calculations takes place according to this algorithm, which are investigated with a change in the optimization parameters. According to the chosen optimization method, the parameters are varied and the extremum of the goal function is found.

As an example and to study the patterns of change in the profit value, the case of two optimization parameters (supply voltage at the network input and the crossing of network wires) is considered. The limitation on the value of the allowable heating loss in the motor refers to the optimization conditions. Optimization was carried out by varying the optimization parameters within $U = (6000 \div 9500)$ V, crossing of wires $s = (150 \div 550)$ mm². Profit on taxation according to expression (8) is accepted as the goal function of the optimization task. Mechanical energy on the motor shaft is taken as a useful product, its price equivalent is determined with the payback of the cable costs during 3 years of operation with a stable load, $c_p = 2,747$ UAH/kW·h. The maximum of the goal function is found for two load variants, due to the above: with constant and time-varying powers. This optimization results, in comparison with the previous results, are summarized in the table.

Optimization studies with varying supply voltage made it possible to determine the degree of change in the optimal parameters and profit. The magnitude of the increase in the optimal voltage depends on the IM degree of loading. Direct practical application of certain voltage levels requires justification by the criterion of dielectric strength, with the considered stable state loading.

Studies have shown that with a decrease in the degree of IM loading, the optimal voltage value decreases and the practical advisability of developing recommendations for using such variant increases. That is, the expected value of the increase in

profits must be weighed against costs on adaptation of the design parameters the transformer and IM to the optimal values, which will provide determination of the appropriateness of this adaptation.

Conclusions. The EMS design with IM provides increase of efficiency of design decisions thanks to: using the complex criteria of efficiency, as the relation of EMS efficiency indicator on final action to the consumed resources; application of complex design mathematical models, taking into account the mutual influence of the system components and the refined definition of the EMS efficiency indicator in the process of optimization study of the system operating conditions; justification and application of search way of an extremum of goal function at complex modeling.

The applying of profit magnitude as a criterion of efficiency increases the quality of design solutions by taking into account data on payback and operation periods, investment conditions.

Optimization studies of EMS with using the IM complex mathematical models provide an increase in the efficiency of design solutions as a result of refined accounting for changes in the EMS operating conditions parameters when changing the indicators of IM operating conditions, including when using field analysis.

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

1. Bilodid V.D. Evaluating the efficiency of energy technologies according to the methodology for determining the total energy costs. *Problemy zahalnoi enerhetyky*. 2012. No 3 (30). Pp. 12–18. (Ukr)
2. Dubovskoy S.V. Energy economic analysis of conjugate systems of electricity and heat generation. Kyiv: Naukova Dumka, 2014. 186 p. (Ukr)
3. Lysenko V.P. Economic criterion for choosing a strategy for managing biotechnological objects. *Bioresursy i Pryrodokorystuvannia*. 2014. Vol. 6. No 3-4. Pp. 174–179. (Ukr)

Parameters	Optimal parameter values according to the criterion: <u>Maximum profit ($U_{1L} = \text{var}, s = \text{var}$)</u> <u>Maximum profit ($U_{1L} = \text{const}, s = \text{var}$)</u> Minimum consolidated costs			
	$P_H = \text{const}$		$P_H = \text{var}$	
	$T_{sl} = 7$	$T_{sl} = 5$	$T_{sl} = 7$	$T_{sl} = 5$
s, mm^2	<u>325</u> <u>425</u> 490	<u>285</u> <u>375</u> 490	<u>225</u> <u>270</u> 320	<u>195</u> <u>240</u> 320
U_{1L}, V	<u>9250</u> <u>6300</u> 6300	<u>9100</u> <u>6300</u> 6300	<u>8000</u> <u>6300</u> 6300	<u>8100</u> <u>6300</u> 6300
$Pr, 10^6 \text{UAH}$	<u>81.96</u> <u>56.8</u> 51	<u>52.09</u> <u>31.1</u> 27.5	<u>28.92</u> <u>21</u> 19.1	<u>15.76</u> <u>8.56</u> 5

4. Lysenko V., Dudnyk A. Automation of biotechnological objects. IEEE XIII International Conference on *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science* (TCSET-2016). Lviv, Ukraine, February 23-26, 2016. Pp. 44–47. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCSET.2016.7451963>
5. Shurub Yu., Dudnyk A. Synthesis of the Digital Controllers of the Electric Drives as Actuators of Utility Technological Control Systems. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems* (ESS-2019). Kiev, Ukraine, April 17-19, 2019. Pp. 319–323. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764186>.
6. Shurub Yu., Dudnyk A., Vasilenkov V., Tsitsyurskiy Yu. Simulation of Random Loads Applied to Statistical Optimal Synthesis of Electric Drives, Modern Electrical and Energy Systems (MEES). IEEE International Conference on *Modern Electrical and Energy Systems* (MEES-2019). Kremenchuk, Ukraine, September 23-25, 2019. Pp. 354–357. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES.2019.8896464>.
7. Petrushin V.S. Induction motors in a controlled electric drive. Odessa: Nauka i tehnika, 2006. 320 p. (Rus)
8. Bibik O.V., Golovan I.V., Popovych O.M., Shurub Y.V. Efficient operating conditions of induction motors for piston compressors with frequency regulation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 1. Pp. 33–39. DOI: <https://doi.org/10.15407/teched2020.01.033>.
9. Sotnik M.I., Popovych O.M., Golovan I.V., Moloshny O.M. Sealed axial motor-pump for double-sided input. Patent Ukraine. No 122698, 2018. (Ukr)
10. Tkachuk V. Electromechanotronika. Lviv: National University Lvivska Politehnika, 2006. 440 p. (Ukr)
11. Yakhno O.M., Uzunov A.V., Lugovskoy A.F., Kovalev V.A., Pyzhikov Yu.A., Gubarev A.P. Introduction to mechatronics. Kyiv: National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, 2008. 528 p. (Rus)
12. Zablodsky N.N. Polyfunctional electromechanical converters for technological purposes. Alchevsk: DonSTU, 2008. 340 p. (Rus)
13. Popovych O.M., Verbovy A.P., Golovan I.V. Motor-pump of a transformer-asynchronous system for transportation and loading of a line. Patent Ukraine. No 77357, 2013. (Ukr)
14. Radin V.I., Londin J., Rosenknop V.D. Unified series of asynchronous motors Interelectro. Moskva: Energoatomizdat, 1990. 416 p. (Rus)
15. Kopylov I.P., Goryainov F.A., Klovov B.K. Design of electrical machines. Moskva: Energiia, 1980. 496 p. (Rus)
16. Chernykh I.V. Simulation of electrical devices in MATLAB, SimPowerSystems and Simulink. Moskva: DMK Press, 2008. 288 p. (Rus)
17. German-Galkin S.G. Matlab & Simulink. Design of mechatronic systems on a PC. Sankt-Peterburg: KORONA-Vek, 2008. 368 p. (Rus)
18. Popovych O.M., Golovan I.V. Refinement of the analysis of the modes of robots of asynchronous motors at the warehouse of electromechanotronic systems equivalent to those of polovy models. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 5. Pp. 113–115. (Ukr)
19. Golovan I.V. The parametrization method of generalized induction motor using the field analysis for design. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 49–53. DOI: <https://doi.org/10.15407/teched2019.05.049>.
20. Petrushin V.S., Yakimets A.M., Voloshchuk N.A. Victory of the modified criterion for the production of vitrates in the development of highly effective asynchronous motors. *Electroinform*. 2008. No 2. Pp. 6–7. (Ukr)
21. Bezruchko V.M., Buyniy R.O., Zorin V.V. Gustina struma was economically coated for cables with a force of 10-35 kV, so that it is necessary to connect the forced energy installations. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky. NAN Ukrainy*. 2020. Vol. 57. Pp. 5–9. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.57.005>
22. Sokolova R.I. Handbook for the repair of large electric motors. Moskva: Energoatomizdat, 1985. 272 p. (Rus).

ЗАСОБИ КОМПЛЕКСНОГО ПРОЕКТУВАННЯ ДЛЯ ВДОСКОНАЛЕННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ З АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ

О.М. Попович, докт.техн.наук, **І.В. Головань**, канд.техн.наук

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

E-mail: popovich1955@ukr.net, golovan_77@ukr.net

Обґрунтовано етапи, методологію та засоби комплексного проектування електромеханічних систем з асинхронними двигунами. Надано кількісну оцінку можливостей збільшення їхньої економічної ефективності із застосуванням комплексного проектування за критерієм максимуму доходу. Обґрунтовано вирази комплексних критеріїв ефективності, комплексні математичні моделі, методи дослідження. Визначено зміну економічної ефективності за відхилення величини проектних параметрів від оптимальної величини. Показано, що застосування розроблених засобів комплексного проектування може збільшувати економічну ефективність на десятки відсотків. Бібл. 22, табл. 1, рис. 2.

Ключові слова: асинхронний двигун, комплексне проектування, комплексна математична модель.

Надійшла 31.05.2021

Остаточний варіант 27.01.22

РЕГУЛЮВАННЯ НАПРУГИ ТА РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ В РОЗПОДІЛЬНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ ШЛЯХОМ ВИКОРИСТАННЯ РОЗОСЕРЕДЖЕНИХ ВІДНОВЛЮВАНИХ ДЖЕРЕЛ ЕНЕРГІЇ

Блінов І.В.^{1*}, докт. техн. наук, Трач І.В.^{1**}, канд. техн. наук, Парус Є.В.^{1***}, канд. техн. наук, Дерев'янку Д.Г.^{2****}, канд. техн. наук, Хоменко В.М.^{1*****}

¹ Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: blinovigor81@gmail.com; igor.trach@gmail.com; viktor.khomenko@var.energy; paruseugene@gmail.com

² Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,

пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна

Досліджено проблеми регулювання режимів розподільних електричних мереж в Україні. Розглянуто перспективи регулювання режимів розподільних електричних мереж управлінням інверторами відновлюваних джерел енергії, передусім сонячних електричних станцій, підключеними до цієї мережі, згідно концепції Smart Grid. Виконано аналіз результатів оптимізації режимів розподільної електричної мережі за різними критеріями та обрано найбільш перспективні з огляду на особливості структури та функціонування розподільних електричних мереж в Україні. Формалізовано цільову функцію багатокритеріальної оптимізації з критеріями мінімізації реактиву на головній ділянці лінії та мінімізації середньоквадратичних відхилень напруги від номіналу. Для розрахунку оптимального значення за цільовою функцією обрано метод Multivariable extremum seeking control, який модернізовано додатковими фільтрами окремих частотних каналів. Наведено приклад розрахунків, який засвідчує ефективність запропонованого способу регулювання режимів розподільних електричних мереж. Бібл. 24, рис. 3, табл. 2.

Ключові слова: регулювання режимів розподільних електричних мереж, багатокритеріальна оптимізація, тестова іеєє 33 мережа, Multivariable extremum seeking control, керована реактивна потужність ВДЕ.

Вступ. Сьогодні важливими напрямками розвитку електроенергетики України є забезпечення функціонування та розвиток моделі ринку електричної енергії [1, 2] згідно з Законом України (ЗУ) «Про ринок електричної енергії» [3] та збільшення частки ВДЕ в об'єднаній енергетичній системі (ОЕС) України відповідно до енергетичної стратегії України на період до 2035 року та ЗУ «Про альтернативні джерела енергії» [4].

Впровадження ВДЕ вважається важливою складовою процесів декарбонізації української електроенергетики [5]. Однак невпинне збільшення кількості відновлюваних джерел електричної енергії (ВДЕ) у структурі виробничих потужностей не супроводжується заходами компенсації їхнього негативного впливу на режими електроенергетичних систем [5].

На початок 2022 року обсяг потужностей відновлюваної енергетики в Україні становив понад 8000 МВт. В перспективі ВДЕ набуватимуть ознаки основних джерел виробництва електричної енергії [6]. Тому слід зважати на фактичну зміну властивостей функціонування розподільних електричних мереж (ЕМ), на режими яких суттєво впливають ВДЕ [7, 8]. Нові тенденції в розвитку електроенергетики закріплюються в нормативно-правовій базі, зокрема в українському законодавстві. Так тенденції до децентралізації управління режимами на основі Smart-технологій [9] враховані означенням малих систем розподілу, в яких споживачі безпосередньо беруть участь в оптимізації витрат на розподіл електричної енергії та встановлюють власні об'єкти розосередженої генерації [10, 11], передусім ВДЕ.

Блінов І.В., Трач І.В., Парус Є.В., Дерев'янку Д.Г., Хоменко В.М., 2022

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0001-8010-5301> ; ** <https://orcid.org/0000-0002-3345-2324> ;

*** <https://orcid.org/0000-0001-9087-3902> ; **** <https://orcid.org/0000-0002-4877-5601> ;

***** <https://orcid.org/0000-0002-2688-0996>

Незважаючи на велику кількість досліджень в області децентралізованого управління режимами розподільних ЕМ, проваджені Smart-технології [12, 13] досі не використовують у повній мірі сучасні можливості спільного залучення існуючих засобів впливу на режими розподілу електричної енергії, зокрема в умовах невинного впровадження нових ВДЕ на стороні споживача, внаслідок недосконалості моделей вибору оптимальної архітектури систем управління та оптимальних законів регулювання.

Метою статті є дослідження, формалізація постановки задачі та визначення параметрів для розрахунку оптимального значення цільової функції під час регулювання режимів розподільних ЕМ з використанням розосереджених джерел реактивної складової потужності на фідерах споживачів електричної енергії з власними ВДЕ, до складу яких входять інвертори.

Проблеми регулювання напруги та реактивної складової потужності в розподільних електричних мережах з розосередженою генерацією.

До основних проблем контролю режимів розподільних ЕМ в Україні традиційно відносять неповноту достовірної інформації про поточний стан мережі в умовах невинних змін рівнів електроспоживання, які суттєво впливають на режими ЕМ. Тому задачі підтримки режимних параметрів розподільних ЕМ зазвичай розв'язувалися передусім на рівні проектування ліній ЕМ. Основним засобом регулювання напруги в ЕМ при цьому виступав РПН трансформатора на підстанції – центрі живлення ЕМ. Додатково до промислових споживачів висувалася вимога компенсації реактивної складової навантаження, що реалізується використанням пристроїв компенсації, зазвичай – регульованих конденсаторних установок (РКУ).

Формально завданням РКУ є зменшення величини падіння напруги в ЕМ, зменшення реактивної складової потужності, яка протікає в фідерах ЕМ та неявно – зменшення активних втрат. Фактично РКУ контролюють значення реактивної складової потужності в місці приєднання цих пристроїв, передусім – на фідері локального споживача. За деякими оцінками, компенсація за допомогою РКУ в розподільних ЕМ 1 КВАр реактивної **складової** потужності дає змогу заощадити 150-300 кВт·год електроенергії в рік, або 0.017-0.034 кВт активної потужності.

Робота РКУ на фідері окремого споживача сприяє зменшенню навантаження та падінню напруги загалом в ЕМ, але закони регулювання таких РКУ обмежуються власним навантаженням споживача. При цьому реактивна складова потужності, яка генерується чи споживається в лініях електропередавання, а також формується споживачами комунально-побутового сектору, на рівні розподільної ЕМ зазвичай не компенсується. Крім того, істотним недоліком РКУ є формування виключно ємнісної складової потужності. Генерування індуктивної складової потужності в особливих режимах ЕМ (наприклад, за надмірної генерації ємнісної складової лініями ЕМ в години мінімального навантаження ЕМ) за допомогою РКУ неможливе.

Додатковим недоліком роботи РКУ також є обмеженість закону регулювання реактивної **складової** потужності виключно режимними параметрами на фідері окремого споживача. Але оптимальний рівень режимних параметрів окремого споживача не завжди співпадає із оптимальними значеннями режиму ЕМ в цілому та змінюється на протязі доби. До того ж, можливості РКУ оптимізації потокорозподілу в ЕМ у таких випадках навіть не розглядаються. В результаті Оператор розподільної ЕМ не отримує доступу до встановлених в мережі засобів оперативного регулювання напруги та реактивної складової потужності загалом в розподільній ЕМ. Проте, навіть за укладання Оператором системи розподілу угод про використання РКУ споживачів для контролю режимів ЕМ, задача централізованого управління режимами ускладнюється відсутністю достовірно прогнозованої інформації про графіки навантаження всіх споживачів розподільної ЕМ. Проблеми адекватного прогнозу потоків електричної енергії та розробки відповідних цим прогнозам законів регулювання ускладнилися останні роки внаслідок широкого впровадження споживачами електричної енергії ВДЕ як для покриття власних потреб електроспоживання, так і для продажу згенерованої електричної енергії за «зеленим тарифом».

Тому для визначення алгоритму роботи РКУ зазвичай використовують експертні оцінки гіпотетичних станів ЕМ влітку, взимку, вдень, вночі, а також залежність цих показників від окремих метеоумов. Такі оцінки переважно достатні для планування режимів розподільних ЕМ в межах технологічних обмежень контрольованих параметрів, але не дають змоги створити ефективні алгоритми ситуативної оптимізації режимів ЕМ.

Перспективний спосіб вирішення означених проблем – застосування сучасних технологій SmartGrid [9-13], орієнтованих на децентралізоване управління режимів ЕМ. Концепція SmartGrid

передбачає побудову гнучких автоматичних систем ситуативного управління режимами потоків енергії та регулювання рівнів напруги. Додатково до концепції децентралізованого управління, нормативно-правова база української електроенергетики розвивається в напрямку активного залучення електроустановок споживачів, передусім – ВДЕ, до регулювання режимів. Так, наприклад, постановою НКРЕКП від 29.09.2021 № 1680 «Про затвердження Змін до Кодексу системи передачі» затверджено зміни до Кодексу системи передачі, якими у п.6.2.4.2 означено наступну вимогу: «ВЕС та СЕС потужністю 150 кВт та більше, що приєднані до електричних мереж, повинні мати засоби зв'язку для обміну оперативною і технологічною, в т. ч. телеметричною інформацією, з відповідним ЦДП системи розподілу або системи передачі (залежно від їх оперативної підпорядкованості), а електростанції потужністю 1 МВт і більше повинні мати додаткову можливість дистанційного керування їх активною та реактивною потужністю з відповідного ЦДП». Крім того, нормативно визначаються і вимоги до інверторів, через які сучасні станції з ВДЕ, передусім – ВЕС та СЕС, підключаються до ЕМ. Зокрема стандарт EN50549-1:2019 [14] вимагає від виробників ВДЕ з інверторами можливість генерування реактивної складової потужності, зокрема в періоди відсутності сонячної або вітрової енергії, а також визначає вимоги до допустимого співвідношення генерування реактивної та активної складових потужності. Таким чином, встановлені в розподільних ЕМ ВДЕ надають Оператору системи розподілу додаткові засоби контролю режимів в частині регулювання напруги та потоків реактивної складової потужності. Для ефективного використання таких засобів згідно із концепцією SmartGrid необхідно створити методи оптимізації режимів ЕМ, які враховують як особливості функціонування ВДЕ, так і особливості структури розподільних ЕМ в Україні.

Дослідження цілей оптимізації режиму ЕМ з ВДЕ. Розглянемо можливості використання інверторів ВДЕ як джерел реактивної складової потужності, для оптимізації режимів ЕМ на прикладі тестової IEEE 33-вузлової ЕМ. До контрольованих в задачі оптимізації параметрів віднесено

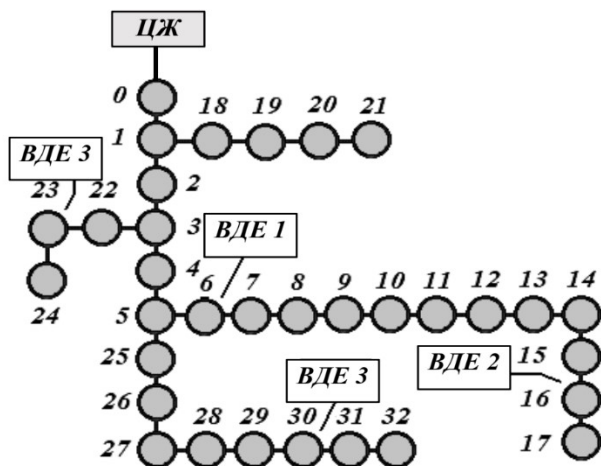


Рис. 1

Шини підключення обмотки нижньої напруги трансформатора визначають на схемі рис.1 центр живлення (ЦЖ) розподільної електричної мережі. Мінімальна напруга тестової мережі в режимі номінальних навантажень складає 0.91809 в.о. Розрахунки проведено для добового графіка навантажень з мінімальним рівнем 0.61 в.о. та максимальним рівнем 1.12 в.о. від номінального навантаження. Погодинний графік навантаження представлено в [18]. Слід зазначити, що в режимі максимальних навантажень напруга у вузлах ЕМ менша за нижню границю номінального значення та потребує використання засобів для приведення напруги до допустимих значень.

Під час виконаного аналізу проведено аналіз літературних джерел щодо різних критеріїв для покращення рівнів напруги в ЕМ. Так в усталених режимах для цього використовують [15] максимум відхилення напруги чи усереднене відхилення напруги [16]. Крім того для оптимізації режимів ЕМ врахування фактору несинхронної зміни навантаження споживачів протягом доби використовується критерій мінімізації відхилень напруги від номінальних значень [17]

$$\min(J_{(V)}) = \min \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \sum_{ph=1}^3 (V_{i,ph} - V_{nom})^2 \right),$$

середньоквадратичні відхилення від номінальної напруги, реактивної складової потужності або $\cos(Fi)$ на фідері центру живлення та втрати електричної енергії. Тестова IEEE 33-вузлова ЕМ (рис.1) має наступні параметри: сумарна активна потужність навантажень 3,715 МВт, реактивна складова потужності 2,3 МВАр, номінальна напруга ЕМ 12,6 кВ. Для уточнення аналізу напруги в ЕМ додатково в тестову ЕМ додано: джерело живлення енергосистеми (ЕС) 110 кВ, напруга 1.02 в.о.; лінія електропередачі (ЛЕП) 110 кВ довжиною 90 км з $r=0,24$ Ом/км, $x=0,4$ Ом/км; розподільний трансформатор 110/12.6 кВ потужністю 6,4 МВА, напругою короткого замикання 6,0%, активними втратами короткого замикання 30 кВт і струмом холостого ходу 0,5%.

де n – кількість вузлів ЕМ, ph – номер фази, V_{nom} – номінальне значення напруги, $V_{i,ph}$ – напруга у вузлі i фази ph . Використовуються значення напруги в усіх вузлах ЕМ. Схожий критерій, який порівнює напруги в ЕМ з заданим значенням напруги, запропонований в роботі [18], показав ефективність при регулюванні напруги в ЕМ з ВДЕ. Також в разі оптимізації напруги ЕМ під час комплексної роботи ВДЕ та трансформаторів з РПН [19] пропонується критерій кількості спрацювань РПН трансформаторів.

Задля вибору критеріїв для функції багатокритеріальної оптимізації попередньо проведені розрахунки декількох тестових ЕМ (ієєє33, ієєє69) зі змінним добовим режимом навантажень окремо для мінімізації модуля реактивної складової потужності на вихідному фідері ЦЖ Q_0 , напруги на вихідному фідері ЦЖ U_0 (вузол 0 на рис. 1) та втрат електричної енергії ЕМ P . Залежність для 1-ї та 2-ї змінних (реактивні складові потужності двох ВДЕ у вузлах 6 $Q_{ВДЕ1}$ та 16 $Q_{ВДЕ2}$) напруги на вихідному фідері ЦЖ U_0 , реактивної складової потужності Q на вихідному фідері ЦЖ від втрат P електричної енергії в ЕМ для ієєє33 в режимі максимальних навантажень зображені відповідно на рис. 2, а і рис. 2, б. Для режиму мінімальних навантажень такі ж залежності показано на рис. 2, в і рис. 2, г. На рис. 2, а та 2, в окремо виділено площину нульових значень реактивної складової потужності на вихідному фідері ЦЖ Q_0 .

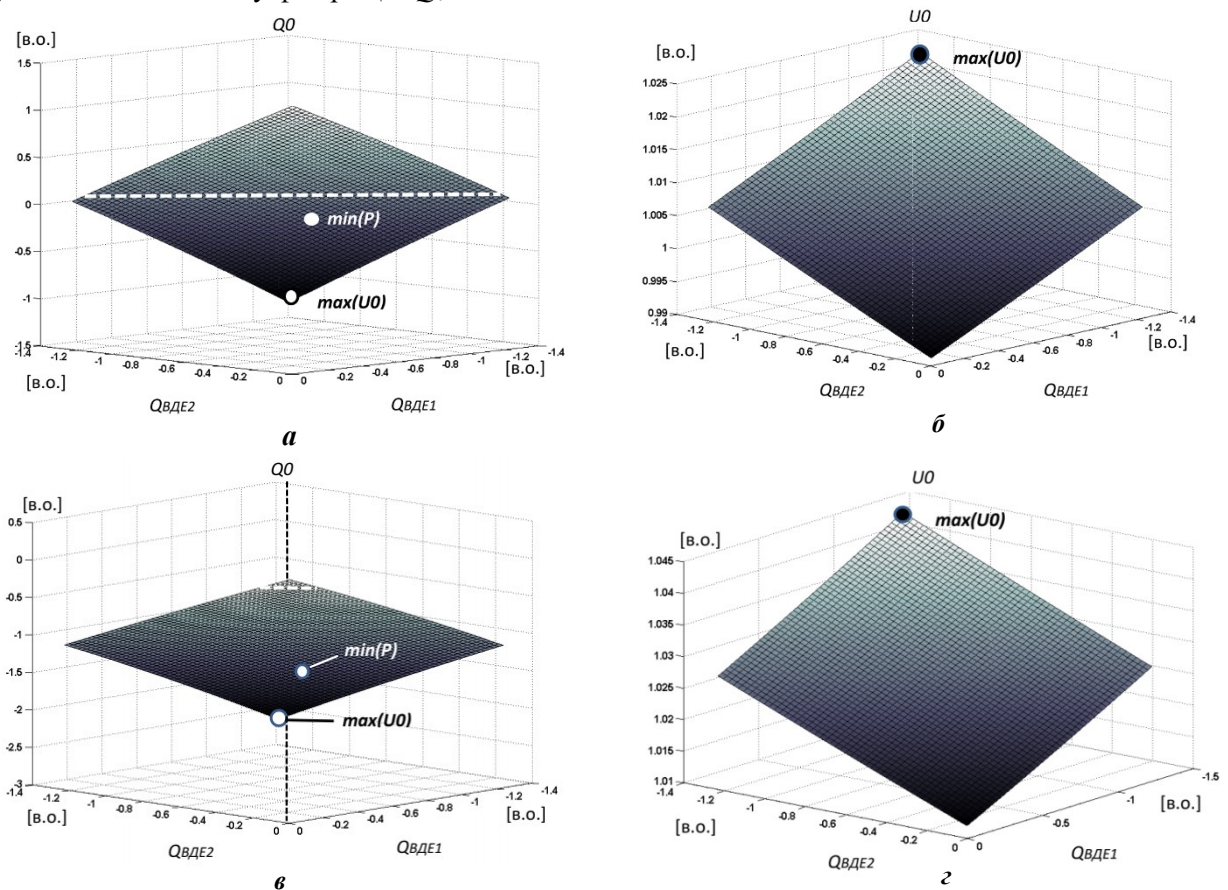


Рис. 2

Аналіз представлених на рис. 2 результатів розрахунків показав, що точки оптимальності за критеріями максимального значення напруги $max(U_0)$ на вихідному фідері ЦЖ, нульового значення модуля реактивної складової потужності в ЦЖ (Q_0) та мінімізації втрат потужності $min(P)$ в ЕМ розташовані далеко одна від одної на площині допустимих режимів і значення реактивних складових потужності для ВДЕ1 та ВДЕ2 у цих точках суттєво різняться. Тому ці критерії не можуть використовуватися спільно. У той же час множина режимів з нульовим значенням реактивної складової потужності на вихідному фідері ЦЖ формує площину, в якій завжди знаходиться режим з мінімальними втратами електричної енергії. Тому вибір цільової функції зведення до нуля значення реактивної складової потужності на вихідному фідері ЦЖ зокрема гарантуватиме розв'язки, близькі до мінімального значення втрат електричної енергії в ЕМ. Нульове значення реактивної складової

потужності у початковому вузлі ЕМ також реалізує максимальну пропускну спроможність головної ділянки ЕМ та покращує режим роботи електричних мереж вищого рівня напруги.

Задля узгодження взаємодії засобів регулювання режиму ЕМ, а саме інверторів ВДЕ, пропонується ввести додатковий критерій оптимальності – мінімізація відхилень напруги від номінального значення у контрольованих вузлах заступної схеми ЕМ. Множина оптимальних рішень такої задачі дає змогу сформулювати закони регулювання для інверторів ВДЕ з рівномірним розподілом напруг в ЕМ.

Формалізація задачі багатокритеріальної оптимізації. В багатокритеріальній оптимізації цільова функція J з n критеріїв J_1, \dots, J_n розраховується як

$$J = k_1 \cdot J_1 + k_2 \cdot J_2 + \dots + k_n \cdot J_n$$

де k_1, \dots, k_n – встановлювані експертною оцінкою вагові коефіцієнти, якими означається пріоритетність одних цілей над іншими, причому $\sum_{i=1}^n k_i = 1$.

Запропонована задача багатокритеріальної оптимізації (БКО) J представляє суму двох критеріїв – мінімального середньоквадратичного відхилення від номінальної напруги $J_{(V)}$ та мінімального значення модуля реактивної складової потужності на вихідному фідері ЦЖ $J_{(Q)}$, який живить ЕМ СН, а саме в точці приєднання шини 0 до ЦЖ на рис 1. Змінними в задачі БКО є реактивна складова потужності інверторів ВДЕ. Обмеженнями для задачі БКО є задані діапазони генерування реактивної складової потужності інверторів ВДЕ, яка обумовлена технічними характеристиками інверторів. При цьому вважається, що реактивна складова потужності ВДЕ генерується протягом всієї доби, як це передбачено новими нормами.

Перший критерій $J_{(V)}$ представляє середньоквадратичне відхилення від номінальної напруги $V_{ном}$ в s вузлах встановлення ВДЕ з інверторами, які можуть генерувати як активну, так і реактивну складові потужності

$$J_{(V)} = \sqrt{\frac{1}{s} \sum_{i=1}^s (V_i - V_{ном})^2} . \quad (1)$$

Другий критерій визначається модулем реактивної складової потужності Q на фідері ЦЖ

$$J_{(Q)} = abs(Q) . \quad (2)$$

Обидва критерії мають позитивний знак і оптимізація веде до мінімізації кожного критерія з позитивним знаком. Критерій мінімізації середньоквадратичного відхилення напруги у вузлах ЕМ дає змогу отримати режими з мінімальними відхиленнями напруги від номінального значення. Застосування цільової функції мінімізації модуля реактивної складової потужності вихідному фідері ЦЖ призводить до зменшення рівня завантаження вихідному фідері ЦЖ та головної ділянки розподільної ЕМ, збільшує їхню пропускну спроможність та зменшує потоки реактивної складової потужності в ЕМ вищого класу напруг.

Відповідно багатокритеріальна оптимізація цільової функції J має вигляд

$$\min(k_V \cdot J_{(V)} + k_Q \cdot J_{(Q)}) , \quad (3)$$

де k_V та k_Q – вагові коефіцієнти значимості задачі БКО, причому $k_V + k_Q = 1$.

Критерії $J_{(V)}$ та $J_{(Q)}$ слід подавати у відносних одиницях. База приведення до відносних одиниць в задачі БКО змінних з різними одиницями виміру визначаються експертом і повинні мати значення одного порядку. Базою приведення до відносних одиниць в задачі БКО для критерію мінімізації середньоквадратичного відхилення напруги у вузлах ЕМ $J_{(V)}$ обрано номінальну напругу ЕМ з коефіцієнтом масштабування $V_{ном} \cdot K_V$, $K_V = 40$. Для $J_{(Q)}$ за базис взято повну потужність в МВА, яка для розрахункового прикладу прийнята 1 МВА.

В Україні на сьогодні та в найближчий роки в ЕМ СН та НН недостатньо пристроїв вимірювання напруги у вузлах ЕМ, в той же час пристрої вимірювання напруги ЕМ є складовими ВДЕ з інверторами. Тому кількість контрольованих вузлів заступної схеми ЕМ обмежується місцями встановлення ВДЕ та вимірювальними засобами у центрі живлення розподільної ЕМ. Слід зауважити, що наразі ведуться дослідження щодо визначення оптимальних вузлів встановлення пристроїв вимірювання напруги для контролю режимів розподільних ЕМ, наприклад в [20]. Проте в

межах даної публікації розглядається лише варіант оперативного моніторингу значень напруги у центрі живлення розподільної ЕМ та у вузлах підключення ВДЕ. Така постановка задачі дозволяє розпочати регулювання режимів розподільної ЕМ без додаткових капіталовкладень у засоби моніторингу з боку Оператора системи розподілу. В результаті визначення додаткових вузлів для моніторингу значень напруги у вузлах розподільної ЕМ розглядатиметься вже як спосіб підвищення контролю режимів.

Використання методу пошуку екстремуму Multivariable extremum seeking control (MESC) [21] задля досягнення поставленої мети полягає в тому, що з використанням інформаційного обміну кожне розосереджене ВДЕ безперервно отримує інформацію щодо напруги V_i в місцях їхнього приєднання, значення реактивної складової потужності J_Q на виході трансформатора ЦЖ та самостійно корегує величину реактивної складової потужності Q до встановлення оптимального значення змінної, яке відповідає максимуму функції J в конкретний поточний момент доби відповідно до виразу (3).

Особливість запропонованої цільової функції полягає у приведенні до нуля реактивної складової навантаження на головній ділянці розподільної ЕМ, оскільки ціль $J_Q \rightarrow 0$ універсально задовольняє переважній більшості задач управління режимами ЕМ. За потреби не складно реалізувати як ціль ненульове індуктивне чи ємнісне значення реактивної складової потужності на головній ділянці розподільної ЕМ для вирішення нестандартних задач управління режимами. Наприклад, ємнісна складова або індуктивна складова потужності може бути оперативно (ситуативно) означена на вимогу Оператора системи передачі для компенсації індуктивної складової навантаження електричних мереж вищих класів напруги. При цьому значення реактивної складової навантаження Q_K у контрольованих центрі живлення розподільних ЕМ та вузлах підключення ВДЕ повинно відповідати вимогам ДСТУ EN50549-1:2012, п. 4.7.2.3.4 в частині мінімального Q_{\min} (в даному контексті – від'ємного значення ємнісної складової) та максимального Q_{\max} допустимого значення реактивної складової навантаження

$$Q_{\min} < Q_K < Q_{\max} \quad (4)$$

Приклад практичних розрахунків.

Розрахунок оптимального значення цільової функції виконано методом пошуку екстремуму MESC, який не потребує наявності аналітичної залежності цільової функції від змінних. Метод засновано на концепції ін'єкції збурень незначних синусоїдальних сигналів для просування змінних до екстремуму та реалізовано апроксимацією градієнта. Детальний опис метода MESC наведено в [23]. Задля пригнічення шумів, присутніх в цільовій функції, схема зворотного зв'язку була змінена шляхом додавання фільтра низьких частот послідовно з інтегратором згідно із [25]. Для ЕМ середньої напруги отримано константи MESC.

Приклад розв'язання задачі оптимізації наводиться для представленої на рис. 1 тестової ЕМ із встановленими у вузлах 5, 16, 24 та 30 розосередженими ВДЕ. При цьому обмеження значень реактивної складової навантаження у контрольованих вузлах розподільної ЕМ в (4) прийнято: $Q_{\min}=0$, $Q_{\max}=1$ МВар. Основні константи для MESC наведені у табл. 1.

Таблиця 1

Частота квантування f / dt (Гц/сек.)	0.0333 / 30
Частоти сигналів збурень ω_0 інверторів [ВДЕ1, ВДЕ2, ВДЕ3, ВДЕ4], $2\pi x$ (рад./сек.)	[0.055556, 0.062500, 0.071429, 0.050000]
Коефіцієнт посилення k	2.5e6
Частота зрізу для фільтрації високих частот (рад./сек.)	$\omega_0 / 10$
Частота зрізу фільтрації низьких частот (рад./сек.)	$\omega_0 / 15$
Кількість тактів вимірювань за добу	2880
Амплітуда сигналів збурень, a (МВар)	0.025
База для приведення цільових функцій до відносних величин: $U_b=U_{nom}$, кВ Q_b , МВар	0.05 1
Вагові коефіцієнти значимості: $k_V; k_Q$	0.9; 0.1

Пріоритетом задачі оптимізації по цільовій функції (3) було обрано середньоквадратичне відхилення напруги, тому ваговий коефіцієнт значимості k_V значно більший за k_Q . Для спрощення аналізу припускається, що ВДЕ генерують реактивну складову потужності та не генерують активну складову потужності.

Результати оптимізації цільової функції (3) для тестової іеее33 ЕМ з чотирма ВДЕ представлено у табл. 2. Графіки результатів моделювання реалізація методу MESC для тестової іеее33 мережі протягом доби показано на рис. 3, зокрема: {1} – сумарна реактивна складова потужності споживачів; {2} – сумарна реактивна складова потужності ВДЕ; {3} – значення критерію мінімізації відхилень напруги від номіналу $k_V J_V$ в (3); {4} – значення критерію мінімізації реактивної складової потужності у центрі живлення ЕМ $k_Q J_Q$ в (3).

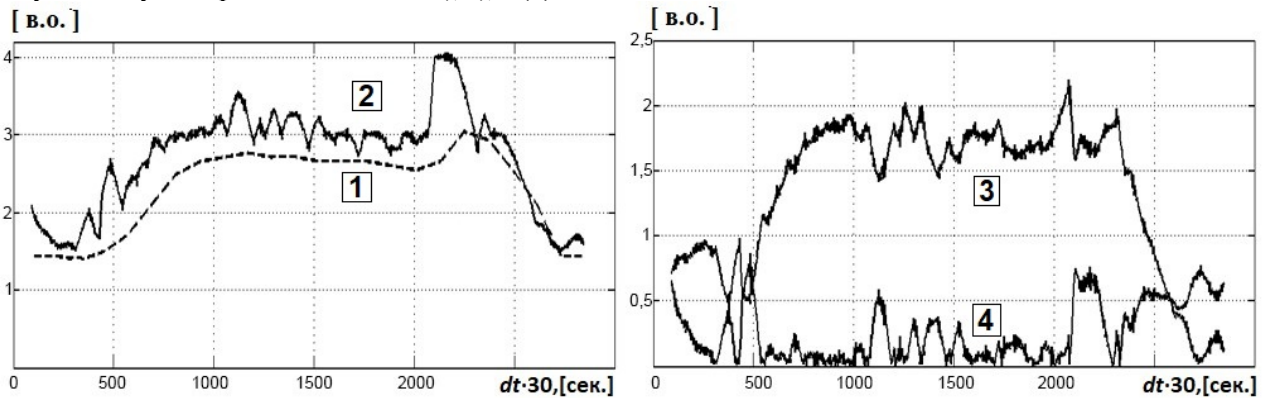


Рис.3

Таблиця 2

Параметри	ЕМ з ВДЕ	ЕМ без ВДЕ
Середнє добове реактивне навантаження ЕМ, яке живиться від ЦЖ, [МВАр]	2,2846	2,2846
Реактивна енергія навантажень за добу [МВАр·год.]	52,83	52,83
Середнє добове середньоквадратичне відхилення напруги J_V , [в.о. від $U_{ном}$]	0,0376	-
Мінімальна добова напруга в усіх вузлах ЕМ, [в.о.]	0,9775	0,8385
Максимальне значення за добу середньоквадратичного відхилення напруги, [в.о.]	0,0537	-
Середня реактивна потужність у ЦЖ за добу, [МВАр],	0,4350	2,436
Обсяг реактивної складової у ЦЖ за добу, [МВАр·год]	10,440	58471
Середні добові втрати електроенергії [МВт]	0,2151	0,2338

Аналіз представлених у табл.2 результатів оптимізації цільової функції (3) показав суттєве поліпшення якості енергопостачання в частині вирівнювання значень напруги в ЕМ. Так мінімальна добова напруга склала 0.9775 від номіналу, що на 14.22% більше за мінімальну напругу в тестовій ЕМ зі змінним навантаженням без засобів регулювання реактивної складової потужності. Крім того, компенсація реактивної складової навантаження головної ділянки ЕМ в середньому за добу склала 15,2% від середньодобової реактивної складової потужності споживачів. Оптимізація добових графіків завантаження ЕМ за допомогою інверторів ВДЕ дала змогу зменшити втрати електричної енергії за добу на 8,0% у порівнянні з тестовою схемою ЕМ без ВДЕ.

Висновки. За результатами виконаних досліджень показні можливості та перспективи регулювання режимів розподільних електричних мереж в Україні шляхом управління розосередженими ВДЕ з інверторами, підключеними до цієї мережі. Аналіз результатів оптимізації режимів розподільної електричної мережі з різними критеріями оптимізації з використанням регульованих можливостей інверторів ВДЕ засвідчив перспективність використання як критерію оптимізації мінімізацію реактивної складової потужності на головній ділянці лінії та мінімізацію середньоквадратичних відхилень напруги від номіналу. Формалізовано постановку задачі вибору оптимальних значень реактивної складової потужності, яку генерує ВДЕ, та обрано метод виконання розрахунків. Для ЕМ середньої напруги отримано константи MESC. Практичні розрахунки з використанням наведеного у статті підходу засвідчили ефективність запропонованого рішення проблеми регулювання режимів розподільних електричних мереж.

При цьому використання MESC для розрахунку оптимальних значень реактивної складової потужності від інверторів ВДЕ здійснено без фактичного моделювання множини допустимих режимів. Тому запропонований у статті підхід до регулювання режимів розподільних ЕМ дає змогу реалізувати Операторам систем розподілу надання засобами розосередженої генерації послуг регулювання напруги та реактивної потужності з оперативним прийняттям рішень щодо обсягів реактивної складової потужності від кожного ВДЕ та реактивної складової потужності в ЦЖ. Така система регулювання режимів розподільних ЕМ не потребуватиме додаткових вкладень у засоби діагностики напруг на усіх ділянках лінії та у засоби аналізу режимів під час вибору оптимального рішення, що у свою чергу сприятиме зниженню затрат та пришвидшенню впровадження таких систем регулювання.

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

1. Blinov I., Tankevych S. The harmonized role model of electricity market in Ukraine// 2016 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems*, IEPS 2016 Conference Proceedings. 2016 DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521861>
2. Кириленко О.В., Блінов І.В., Парус Є.В. Оцінка роботи електростанцій при наданні допоміжних послуг з первинного та вторинного регулювання частоти в ОЕС України. *Техн. електродинаміка*. 2013. № 5. С. 55 – 60.
3. Про ринок електричної енергії: Закон України від 13.04.2017 № 2019-VIII.
4. Про альтернативні джерела енергії: Закон України від 20.02.2003 № 555- IV
5. Кириленко О.В., Басок Б.І., Базеев Є.Т., Блінов І.В. Енергетика України та реалії глобального потепління// *Технічна електродинаміка*. 2020. № 3. С 52-61. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03.052>
6. Басок Б.І., Буткевич О.Ф., Дубовський С.В. Техніко-економічні аспекти оцінювання перспектив декарбонізації об'єднаної енергосистеми України. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 5. С. 55–62. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.05.055>
7. Базюк Т.М., Блінов І.В., Буткевич О.Ф., Гончаренко І.С., Денисюк С.П., Жуйков В.Я., Кириленко О.В., Лук'яненко Л.М. Інтелектуальні електричні мережі: елементи та режими. Ін-т електродинаміки НАН України, 2016. 400 с.
8. Lezhniuk P., Komar V., Rubanenko O. Information Support for the Task of Estimation the Quality of Functioning of the Electricity Distribution Power Grids with Renewable Energy Source. 2020 IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems* (ESS). DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9159965>
9. IEC/TR 63097:2017 Smart grid standardization roadmap. 2017. 315 p.
10. Кириленко О.В., Блінов І.В., Парус Є.В., Трач І.В. Оцінка ефективності використання систем накопичення електроенергії в електричних мережах. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 4. С 44-54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.044>
11. Blinov I., Trach I., Parus Y., Khomenko V., Kuchansky V., Shkarupylo V., "Evaluation of The Efficiency of The Use of Electricity Storage Systems in The Balancing Group and The Small Distribution System," *2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2021. Pp. 262-265. DOI: <https://10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569981>
12. Denysiuk S., Derevianko D. Optimisation features of energy processes in energy systems with Distributed Generation. 2020 IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems*, ESS 2020. Proceedings, 2020. Pp. 211-214. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160212>
13. Кириленко О.В., Блінов І.В., Танкевич С.Є. Smart Grid та організація інформаційного обміну в електроенергетичних системах. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 3. С. 47 – 48.
14. EN 50549-1:2019 Requirements for generating plants to be connected in parallel with distribution networks - Part 1: Connection to a LV distribution network - Generating plants up to and including Type B. CENELEC. 2019. P. 74.
15. John F. Franco, Marcos J. Rider, Marina Lavorato, Rubén Romero. A mixed-integer LP model for the optimal allocation of voltage regulators and capacitors in radial distribution systems. *Electrical Power and Energy Systems*. 2013. 48 (13). Pp. 123–130. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2012.11.027>
16. Kashem Muttaqi, Gerard Ledwich. Minimising Voltage Deviation in Distribution Feeders by Optimising Size and Location of Distributed Generation. *Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering*. Jan. 2007. DOI: <https://doi.org/10.1080/1448837X.2007.11464155>
17. Johnson J, Summers A., Nešić D. Sandia report SAND2020-2331, Printed February 2020. Prepared by Sandia National Laboratories Albuquerque, New Mexico 87185 and Livermore, California 94550. DOI: <https://doi.org/10.2172/1638511>
18. Maxime Baudette, Michael D. Sankur, Craig Breaden, Daniel Arnold, Duncan S. Callaway, and Jason MacDonald. Implementation of an Extremum Seeking Controller for Distributed Energy Resources: Practical Considerations/ 2020 IEEE *Power & Energy Society General Meeting* (PESGM). DOI: <https://doi.org/10.1109/PESGM41954.2020.9281991>

19. Яндулський О.С., Труніна Г.О., Нестерко А.В. Регулювання напруги в електричних розподільних мережах з відновлюваними джерелами енергії. Київ: НТУ України КПІ. ім. Ігор Сікорського, 2021. 191 p. (Ukr)
20. Okon, T.; Wilkosz, K. Propagation of Voltage Deviations in a Power System. *Electronics*. 2021. 10(8). 949. Pp. 1–19. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics10080949>
21. Krstic M., Wang H. Stability of extremum seeking feedback for general nonlinear dynamic systems. *Automatica*. 2000. Vol. 36. Pp. 595–601. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0005-1098\(99\)00183-1](https://doi.org/10.1016/S0005-1098(99)00183-1)
22. Ariyur K.B., Krstić, M. Analysis and design of multivariable extremum seeking. In Proc. of the American control conference. Proceedings of the Mathematical Theory of Networks and Systems, 2002. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACC.2002.1025231>
23. Daniel B. Arnold, Matias Negrete-Pincetic, Michael D. Sankur, David M. Auslander, Duncan S. Callaway. Model-Free Optimal Control of VAR Resources in Distribution Systems: An Extremum Seeking Approach. *IEEE Trans. on power systems*. 2016. Vol. 31. No 5. Pp. 3583 –3593. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2015.2502554>
24. Adam Summer, Jay Johnson , Rachid Darbali-Zamora, Clifford Hansen, Jithendar Anandan, Chad Showalter.A Comparison of DER Voltage Regulation Technologies Using Real-Time Simulations. *Energies*. 2020. 13. 3562. Pp. 1–26. DOI: <https://doi.org/10.3390/en13143562>

VOLTAGE AND REACTIVE POWER REGULATION IN DISTRIBUTION NETWORKS BY THE MEANS OF DISTRIBUTED RENEWABLE ENERGY SOURCES

Blinov I.¹, I. Trach¹, Ye. Parus¹, D. Derevianko², V. Khomenko¹

¹ Institute of Electrodynamics, National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

e-mail: blinovigor81@gmail.com; igor.trach@gmail.com; paruseugene@gmail.com;
viktor.khomenko@var.energy

² National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»
Peremohy ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine

The problems of mode regulation of distribution networks in Ukraine are investigated in this paper. Prospects of regulation of modes of distribution networks by the means of convertors of renewable energy sources are considered. This is especially true for solar power plants connected to this network, according to the Smart Grid concept. The analysis of multicriteria mode optimization results of the distribution network was performed and the most perspective criterion were selected according to the features of structure and functioning of distribution networks in Ukraine. The target function of multicriteria optimization by the criteria of minimization of reactive power on the main section of the line and minimization of standard voltage deviations from the nominal value is formalized by the authors. To calculate the optimal value for the target function, the Multivariable extremum seeking control method was chosen, this method was improved by adding additional filters of individual frequency channels. An example of calculations is given in the paper; it illustrates the efficiency of the proposed method of modes regulating of the distribution networks. References 24, figures 3, tables 2.

Keywords: mode regulation of distribution networks, multicriteria mode optimization, iee33 test network, Multivariable extremum seeking control, RES reactive power.

1. Blinov I., Tankevych S. The harmonized role model of electricity market in Ukraine// 2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems, IEPS 2016 Conference Proceedings. 2016 DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521861>
2. O. Kyrylenko, I. Blinov, E. Parus, Operation evaluation of power plants in the provision of ancillary services of primary and secondary frequency control in the ukrainian power system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 5. Pp. 55 – 60. (Rus)
3. On the electricity market: Law of Ukraine № 2019-VIII of 13.04.2017.
4. On Alternative Energy Sources. The Law of Ukraine. No. 555- IV of 20.02.2003
5. Kyrylenko O., Basok B., Baseyev Y., Blinov I. Power industry of Ukraine and realities of the global warming// *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 3. Pp. 52-61. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2020.03.052>
6. Basok B.I., Butkevych O.F., Dubovskyi S.V. Technical and economic aspects of decarbonization prospects assessing of the interconnected power system of Ukraine. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 5. Pp. 46–50. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2021.05.055>
7. Baziuk T.M., Blinov I.V., Butkevych O.F., Goncharenko I.S., Denysiuk S.P., Zhuikov V.Ia., Kyrylenko O.V., Lukianenko L.M. Intelligent power systems: elements and modes. Kyiv: Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, 2016. 400 p. (Ukr)

8. Lezhniuk P., Komar V., Rubanenko O. Information Support for the Task of Estimation the Quality of Functioning of the Electricity Distribution Power Grids with Renewable Energy Source. 2020 IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems* (ESS). DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9159965>
9. IEC/TR 63097:2017 Smart grid standardization roadmap. 2017. 315 p.
10. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Parus E.V., Trach I.V., Evaluation of efficiency of use of energy storage system in electric networks. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 4. Pp. 44–54. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2021.04.044>
11. Blinov I., Trach I., Parus Y., Khomenko V., Kuchanskyy V., Shkarupylo V. Evaluation of The Efficiency of The Use of Electricity Storage Systems in The Balancing Group and The Small Distribution System. *2021 IEEE 2nd KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*, 2021. Pp. 262-265. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569981>.
12. Denysiuk S., Derevianko D. Optimisation features of energy processes in energy systems with Distributed Generation. 2020 IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems*, ESS 2020. Pp. 211-214. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160212>
13. Kyrylenko O.V., Blinov, I.V., Tankevych, S.E. Smart grid and organization of information exchange in electric power systems. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2012. No 3. Pp. 44–54. (Rus)
14. EN 50549-1:2019 Requirements for generating plants to be connected in parallel with distribution networks - Part 1: Connection to a LV distribution network - Generating plants up to and including Type B. CENELEC. 2019. P. 74.
15. John F. Franco, Marcos J. Rider, Marina Lavorato, Rubén Romero. A mixed-integer LP model for the optimal allocation of voltage regulators and capacitors in radial distribution systems. *Electrical Power and Energy Systems*. 2013. No 48 (13). Pp. 123–130. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2012.11.027>
16. Kashem Muttaqi, Gerard Ledwich. Minimising Voltage Deviation in Distribution Feeders by Optimising Size and Location of Distributed Generation. *Australian Journal of Electrical and Electronics Engineering*. Jan. 2007. DOI: <https://doi.org/10.1080/1448837X.2007.11464155>.
17. Johnson J, Summers A., Nešić D. Sandia report SAND2020-2331, Printed February 2020. Prepared by Sandia National Laboratories Albuquerque, New Mexico 87185 and Livermore, California 94550. DOI: <https://doi.org/10.2172/1638511>
18. Maxime Baudette, Michael D. Sankur, Craig Breaden, Daniel Arnold, Duncan S. Callaway, and Jason MacDonald. Implementation of an Extremum Seeking Controller for Distributed Energy Resources: Practical Considerations/ 2020 IEEE *Power & Energy Society General Meeting (PESGM)*. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESGM41954.2020.9281991>
19. Yandulsky O.S., Trunina G.O., Nesterko A.B. Voltage regulation in electrical distribution networks with renewable energy sources. Kyiv: NTUU KPI. Igor Sikorsky, 2021. 191 p. (Ukr)
20. Okon T., Wilkosz K. Propagation of Voltage Deviations in a Power System. *Electronics*. 2021. 10(8). 949. Pp. 1–19. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics10080949>
21. Krstic M., Wang H. Stability of extremum seeking feedback for general nonlinear dynamic systems. *Automatica*. 2000. Vol. 36. Pp. 595–601. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0005-1098\(99\)00183-1](https://doi.org/10.1016/S0005-1098(99)00183-1)
22. Ariyur K.B., Krstić M. Analysis and design of multivariable extremum seeking. In Proc. of the American control conference. Proceedings of the Mathematical Theory of Networks and Systems, 2002. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACC.2002.1025231>
23. Daniel B. Arnold, Matias Negrete-Pincetic, Michael D. Sankur, David M. Auslander, Duncan S. Callaway. Model-Free Optimal Control of VAR Resources in Distribution Systems: An Extremum Seeking Approach. *IEEE Trans. on power systems*. 2016. Vol. 31. No 5. Pp. 3583 –3593. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2015.2502554>
24. Adam Summer, Jay Johnson, Rachid Darbali-Zamora, Clifford Hansen, Jithendar Anandan, Chad Showalter. A Comparison of DER Voltage Regulation Technologies Using Real-Time Simulations. *Energies*. 2020. 13. 3562. Pp. 1–26. DOI: <https://doi.org/10.3390/en13143562>

Надійшла 04.02.2022

Остаточний варіант 18.03.2022

ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНА ОЦІНКА ВИКОРИСТАННЯ СИСТЕМИ АКУМУЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ ДЛЯ СТАБІЛІЗАЦІЇ РОБОТИ СОНЯЧНОЇ ЕЛЕКТРОСТАНЦІЇ

І.М. Буратинський*

Інститут загальної енергетики НАН України,
вул. Антоновича, 172, м. Київ, 03150, Україна.
E-mail: buratunsky@gmail.com

Наведено математичну модель спільної роботи сонячної фотоелектричної електростанції та системи акумуляування електроенергії для стабілізації сумарної потужності відпуску електричної енергії в енергосистемі. На основі даних по потужності сонячного випромінювання для території близько до географічного центру України визначено номінальну ємність та потужність системи акумуляування електроенергії необхідну для стабілізації роботи сонячної електростанції. Врахування потреб графіка електричного навантаження енергосистеми у разі розрядження акумуляторних батарей дало змогу зменшити необхідну ємність системи акумуляування. Визначено, що за фіксованій встановленій потужності фотоелектричних модулів впровадження системи акумуляування електроенергії забезпечує зниження встановленої потужності інверторів та зростання коефіцієнта використання встановленої потужності порівняно із звичайною структурою сонячних електростанцій. Задля порівняння цієї гібридної сонячної електростанції з іншими типами електростанцій визначено середньозважену собівартість виробництва, зберігання та сумарний відпуск електроенергії в енергосистемі. Бібл. 12, рис. 5, табл. 1.

Ключові слова: математична модель, сонячна фотоелектрична електростанція, система акумуляування електроенергії, собівартість.

Вступ та постановка проблеми. За останні три роки встановлена потужність фотоелектричних сонячних електростанцій (СЕС) в об'єднаній енергосистемі (ОЕС) України зросла на 5 ГВт та станом на вересень 2021 року досягнула 6,09 ГВт, що становить вже більше, ніж 10% від загальної встановленої потужності ОЕС України – 55,94 ГВт. Для порівняння, за цей період встановлена потужність вітрових електростанцій (ВЕС) зросла на 1 ГВт і досягла 1,53 ГВт (2,7%) [1]. Загалом ОЕС України характеризується як негнучка, оскільки під час виробництва електричної енергії (е/е) значну частку займає атомна генерація (50% і більше), яка є неманевреною та практично не змінює свою потужність протягом доби. Задля покриття нерівномірності графіка електричного навантаження (ГЕН) в енергосистемі у добовому балансі використовуються гідроагрегати (ГЕС), енергоблоки теплових (ТЕС) та гідроакумуляуючих електростанцій (ГАЕС).

Починаючи з кінця 2019 року через зниження загального рівня споживання е/е, збільшення потужностей СЕС та ВЕС вже відбуваються вимушені диспетчерські обмеження генеруючих потужностей в ОЕС України [2]. Так, 7 січня 2020 року уперше було обмежено роботу СЕС сумарною потужністю 545 МВт та ВЕС – 384 МВт протягом майже однієї години, при чому, перед цим були використані всі доступні резерви, припинено імпорту е/е з інших країн та обмежено потужність ТЕС на 1350 МВт [3]. За даними НЕК «Укренерго» [2] у 2020 році робота СЕС та ВЕС обмежувалася близько 20-ти разів, при чому всі вимушені диспетчерські обмеження відбувалися з 10:00 до 17:00 год, тобто у період максимального рівня сонячного випромінювання протягом доби та відповідно найбільшої потужності виробництва е/е на СЕС.

Обмеження потужності на СЕС чи ВЕС, які працюють за «зеленим» тарифом або аукціонною ціною, є нераціональним заходом, оскільки у відповідності до чинних Правил ринку Оператор системи передачі повинен компенсувати кошти виробнику за обсяги втраченої е/е через вимушене диспетчерське обмеження. Збільшення частки СЕС та ВЕС у структурі генеруючих потужностей ОЕС України без впровадження додаткових маневрених потужностей є загрозою для нормального функціонування енергосистеми в цілому [2]. Проблемою при балансуванні є те, що потужність СЕС чи ВЕС залежить від погодних умов та може різко змінюватися.

Вирішити проблему виникнення профіциту потужності в енергосистемі та стабілізувати роботу СЕС та ВЕС можна шляхом впровадження систем акумуляування електроенергії (CAE). У енерго-

системах інших країн (США, Австралія) вже успішно впроваджуються САЕ електрохімічного типу, які працюють на основі літій-іонних акумуляторних батарей (АБ) [4], що дає змогу збільшити частку СЕС та ВЕС у структурі генеруючих потужностей. Визначенню оптимальних параметрів САЕ для перенесення e/e у часі присвячено ряд наукових досліджень [5], однак проблему із забезпечення стабільної роботи СЕС ще повністю не вирішено.

Значне зростання потужності ВЕС та СЕС в ОЕС України призведе до недопустимих відхилень частоти від нормативних показників через низьку маневреність існуючих електростанцій (ТЕС, ГЕС). Вирішити цю проблему можна лише шляхом впровадження швидкодіючих систем, якими є АБ. Збільшення потужності СЕС повинно супроводжуватися введенням АБ співставної потужності, що в результаті забезпечить стабільну роботу ОЕС України відповідно до вимог ENTSO-E [6].

Метою дослідження є створення математичної моделі спільної роботи СЕС та САЕ для повної стабілізації сумарної потужності відпуску e/e в енергосистему. Актуальність проведення цього дослідження підсилюється тим, що саме зростання потужності СЕС є головною причиною диспетчерських обмежень, а це є перепоною для подальшого зростання частки таких електростанцій у загальній структурі генеруючих потужностей ОЕС України.

Методика дослідження. Особливістю роботи СЕС порівняно із традиційними електростанціями є те, що під час виробництва e/e на ній не приймають участь обертові чи інші інерційні механізми. Мережеві інвертори є імпульсними перетворювачами, які забезпечують синхронну роботу СЕС по частоті з енергосистемою. Схожі властивості притаманні й для потужних ВЕС, у яких турбіни зв'язані з енергосистемою через перетворювальні інвертори. Отже, задача із стабілізації роботи СЕС зводиться до вирівнювання потужності відпуску e/e в енергосистему протягом певного заявленого часу, що можна досягнути шляхом впровадження у її структуру САЕ.

САЕ приєднується до СЕС по стороні постійного струму (DC Coupled), перевагою якого порівняно із приєднанням по стороні змінного струму (AC Coupled) є вища ефективність роботи на 1-4% [7]. Схему спільної роботи СЕС та САЕ показано на рис. 1.

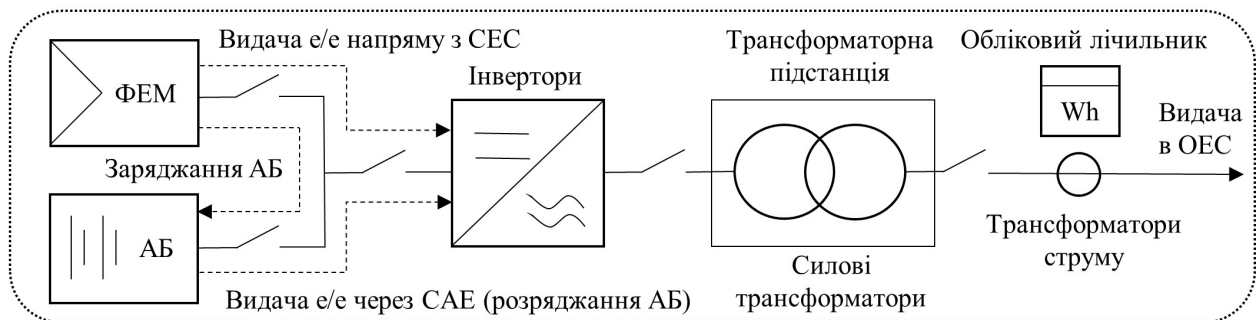


Рис. 1

Під час технологічного виробництва e/e на фотоелектричних модулях (ФЕМ) енергія сонячного випромінювання перетворюється у постійний струм (DC), а на інверторах – у змінний (AC). На силових трансформаторах, розташованих у трансформаторних підстанціях, відбувається підвищення по напрузі та подальша видача виробленої e/e в енергосистему. При спільній роботі СЕС та САЕ фіксація обсягів відпущеної e/e в ОЕС здійснюється обліковим лічильником, який підключається через трансформатори струму.

У математичній моделі спільної роботи СЕС та САЕ [8] надлишкові обсяги e/e , які виникали під час перевантаження інверторів постійним струмом ФЕМ, переносилися у час після завершення піку сонячного випромінювання. Таким чином, проблеми із профіцитом потужності вирішувалися лише частково, наскільки вистачало ємності САЕ, яка залежала від прийнятого співвідношення встановленої потужності ФЕМ та інверторів (DC/AC ratio).

У цьому дослідженні наведено математичну модель спільної роботи СЕС та САЕ, яка на відміну від існуючих, дає змогу визначати таку потужність відпуску e/e в енергосистему, за якій забезпечується баланс між обсягами заряджання та розряджання АБ для повної стабілізації сумарної потужності відпуску e/e в енергосистему.

Повна стабілізація сумарної потужності СЕС та САЕ забезпечується за досягнення балансу, за якого ємність розряджання дорівнює різниці між обсягами виробленої та відпущеної e/e з СЕС напряму в енергосистему

$$C^{ESSdisch} \cdot \eta^{RTE} = \sum_{t=1}^T P_t^{PV} \cdot \Delta t - \sum_{t=1}^T P_t^{PVout} \cdot \Delta t, \quad (1)$$

де $C^{ESSdisch}$ – ємність розрядження САЕ, МВт·год; η^{RTE} – ефективність перетворення САЕ (RTE, Round Trip Efficiency), частка; T – кількість відрізків вимірювань протягом доби; P_t^{PV} – потужність виробництва е/е на СЕС для відрізка часу t , МВт; Δt – тривалість кожного відрізка часу; P_t^{PVout} – потужність відпуску е/е з СЕС напряму в енергосистему для відрізка часу t , МВт.

Потужність виробництва е/е на СЕС визначається, виходячи із встановленої потужності ФЕМ, ефективності роботи СЕС та потужності сонячного випромінювання

$$P_t^{PV} = P^{DC} \cdot \eta^{PR} \cdot I_t, \quad (2)$$

де P^{DC} – встановлена потужність ФЕМ, МВт; η^{PR} – ефективність роботи СЕС (PR, Performance Ratio), %; I_t – потужність сонячного випромінювання для відрізка часу t , в.о.

Потужність відпуску е/е з СЕС напряму в енергосистему визначається із обмежень

$$P_t^{PVout} = \begin{cases} P^{AC}, & P^{DC} \cdot \eta^{PR} \cdot I_t \geq P^{AC} \\ P^{DC} \cdot \eta^{PR} \cdot I_t, & P^{DC} \cdot \eta^{PR} \cdot I_t < P^{AC} \end{cases}, \quad (3)$$

де P^{AC} – встановлена потужність інверторів, МВт.

Ємність розрядження визначається сумою всіх потужностей зарядження із врахуванням ефективності перетворення САЕ

$$C^{ESSdisch} = \sum_{t=1}^T P_t^{ESSchg} \cdot \Delta t \cdot \eta^{RTE}, \quad (4)$$

де P_t^{ESSchg} – потужність зарядження САЕ для кожного відрізка часу t , МВт.

Потужність зарядження САЕ у разі спільної роботи з СЕС визначається із обмежень

$$P_t^{ESSchg} = \begin{cases} P_t^{PV} - P_t^{PVout}, & P^{DC} \cdot \eta^{PR} \cdot I_t \geq P^{AC} \\ 0, & P^{DC} \cdot \eta^{PR} \cdot I_t < P^{AC} \end{cases}. \quad (5)$$

Потужність розрядження САЕ визначається із обмежень [8]:

$$P_t^{ESSdisch} = \begin{cases} P^{AC} - P_t^{PVout}, & \sum_{\tau=1}^{t-1} P_{\tau}^{ESSdisch} \cdot \Delta t \leq C^{ESSdisch} \\ 0, & \sum_{\tau=1}^{t-1} P_{\tau}^{ESSdisch} \cdot \Delta t > C^{ESSdisch} \end{cases}, \quad (6)$$

де $P_t^{ESSdisch}$ – потужність розрядження САЕ для відрізка часу t , МВт; τ – кількість відрізків часу розрядження.

Вихідна потужність розрядження САЕ визначається із врахуванням поточної залишкової ємності в АБ

$$P_t^{ESSout} = \begin{cases} P_t^{ESSdisch}, & SoC_t \geq 0 \\ SoC_{t-1}, & SoC_t < 0 \end{cases}, \quad (7)$$

де P_t^{ESSout} – вихідна потужність розрядження САЕ для відрізка часу t , МВт; SoC_t – поточна залишкова ємність в АБ (SoC, State of Charge) для відрізка часу t , МВт·год.

Поточна залишкова ємність в АБ визначається із обмежень [8]

$$SoC_t = \begin{cases} C^{ESSdisch} - P_t^{ESSdisch} \cdot \Delta t, & C^{ESSdisch} - P_t^{ESSdisch} \cdot \Delta t \geq 0 \\ 0, & C^{ESSdisch} - P_t^{ESSdisch} \cdot \Delta t < 0 \end{cases}. \quad (8)$$

Умовою повної стабілізації роботи СЕС при спільній роботі з САЕ є підтримка потужності відпуску е/е в енергосистему на однаковому рівні. Таким чином, сумарна потужність відпуску е/е за спільної роботи САЕ та СЕС для одного повного циклу зарядження/розрядження АБ визначається

$$P_{t=t_s \div t_e}^{SYS} = P_{t=t_s \div t_e}^{PVout} + P_{t=t_s \div t_e}^{ESSout} = const, \quad (9)$$

де P_t^{SYS} – сумарна потужність відпуску е/е за спільної роботи САЕ та СЕС для відрізка часу t , МВт; $t = t_s \div t_e$ – діапазон годин одного повного циклу заряджання/розряджання АБ; t_s – час початку заряджання АБ; t_e – час завершення розряджання АБ.

Врахування потреб ГЕН здійснюється за досягнення балансу

$$\sum_{t=t_s}^{t_e} P_t^{SYS} - \sum_{t=t_s}^{t_e} (P_t^{VAR} \cdot k^{DEM}) = 0, \quad (10)$$

де P_t^{VAR} – приведена змінна частина потужності ГЕН для відрізка часу t , МВт; k^{DEM} – коефіцієнт приведення потужності ГЕН, який визначається індивідуально для кожного повного циклу заряджання/розряджання АБ.

Задля проведення економічної оцінки використано загальновідому методику визначення середньозваженої собівартості виробництва (LCOE, Levelized Cost of Energy) та зберігання е/е (LCOS, Levelized Cost of Storage). Середньозважена собівартість виробництва е/е на СЕС визначається

$$LCOE^{PV} = \frac{C^{PV} + \sum_{n=1}^N \frac{O_n^{PV}}{(1+r)^{n-1}}}{E^{PV}}, \quad (11)$$

де $LCOE^{PV}$ – середньозважена собівартість виробництва е/е на СЕС, \$/МВт·год; C^{PV} – капітальні інвестиційні витрати СЕС (CAPEX), \$; N – термін експлуатації СЕС, років; O_n^{PV} – сумарні операційні витрати СЕС у році n (OPEX), \$; r – ставка дисконтування, %; E^{PV} – обсяги виробленої е/е на СЕС за весь термін її експлуатації, МВт·год.

Середньозважена собівартість зберігання е/е на САЕ визначається

$$LCOS^{ESS} = \frac{C^{ESS} + \sum_{n=1}^N \frac{O_n^{ESS}}{(1+r)^{n-1}}}{E^{ESSout}}, \quad (12)$$

де $LCOS^{ESS}$ – середньозважена собівартість зберігання е/е на САЕ, \$/МВт·год; C^{ESS} – CAPEX САЕ, \$; O_n^{ESS} – OPEX САЕ у році n , \$; E^{ESSout} – обсяги відпущеної е/е з САЕ в енергосистему (розряджання АБ) за весь термін її експлуатації, МВт·год.

Якщо вся вироблена е/е на СЕС заряджається в САЕ з подальшим розряджанням, то середньозважена собівартість відпуску е/е за їхньої спільної роботи (LCOES, Levelized Cost of Energy Storage) визначається простим додаванням LCOE та LCOS. Однак враховуючи те, що частина виробленої е/е відпускається в енергосистему напряму, а інша частина заряджається в АБ з подальшим розряджанням, то LCOES за спільної роботи СЕС та САЕ визначається

$$LCOES^{PV-ESS} = \frac{LCOE^{PV} \cdot E^{PV} + LCOS^{ESS} \cdot E^{ESSout}}{E^{PVout} + E^{ESSout}}, \quad (13)$$

де $LCOES^{PV-ESS}$ – середньозважена собівартість відпуску е/е при спільній роботі СЕС та САЕ, \$/МВт·год; E^{PVout} – обсяги відпущеної е/е з СЕС напряму в енергосистему за весь термін її експлуатації, МВт·год.

Обсяги виробленої е/е на СЕС, відпущеної з СЕС в енергосистему напряму та через САЕ визначаються із урахуванням дисконтування

$$E^{PV} = \sum_{n=1}^N \frac{W_n^{PV}}{(1+r)^{n-1}}, \quad E^{PVout} = \sum_{n=1}^N \frac{W_n^{PVout}}{(1+r)^{n-1}}, \quad E^{ESSout} = \sum_{n=1}^N \frac{W_n^{ESSout}}{(1+r)^{n-1}}, \quad (14)$$

де W_n^{PV} – обсяги виробленої е/е на СЕС у році n , МВт·год; W_n^{PVout} – обсяги відпущеної е/е з СЕС напряму в енергосистему у році n , МВт·год; W_n^{ESSout} – обсяги відпущеної е/е з САЕ в енергосистему (розряджання АБ) у році n , МВт·год.

Обсяги виробленої е/е на СЕС, відпущеної з СЕС напряму в енергосистему та через САЕ для кожного року визначаються

$$W_n^{PV} = \sum_{p=1}^P \sum_{t=1}^T P_{pt}^{PV}, \quad W_n^{PVout} = \sum_{p=1}^P \sum_{t=1}^T P_{pt}^{PVout}, \quad W_n^{ESSout} = \sum_{c=1}^C \sum_{t=1}^T P_{ct}^{EESout}, \quad (15)$$

де P – кількість діб p у році n ; C – кількість повних циклів c заряджання/розряджання САЕ у році n .

Технічна оцінка спільної роботи СЕС та САЕ. Як об'єкт дослідження було прийнято умовну СЕС, яка розташована близько до географічного центру України в Черкаській обл. (координати 49.004 пн. ш. та 31.294 сх. д.). Дані по потужності сонячного випромінювання для території розташування цієї електростанції взято із загальнодоступної бази даних SoDa [9] з кроком 15 хвилин. Для проведення дослідження обрано травень, оскільки у цьому місяці досить високий рівень сонячного випромінювання та порівняно із літніми місяцями низька температура повітря, що забезпечує найбільшу потужність виробництва е/е на СЕС. Також порівняно з попередніми місяцями у травні менший рівень споживання е/е та сезонне повноводдя, через яке збільшуються обсяги виробництва е/е на ГЕС. Всі ці фактори разом зі збільшенням встановленої потужності СЕС, яка спостерігається протягом останніх років та дефіциті маневрених потужностей в ОЕС України, призводять до значних складнощів при диспетчерському балансуванні саме у травні.

Як вхідні параметри для проведення технічної оцінки спільної роботи досліджуваної СЕС та САЕ прийнято наступне: встановлена потужність ФЕМ – 20 МВт; ефективність роботи СЕС – 90%; ефективність перетворення САЕ – 95%; глибина можливого розряджання САЕ – 80%; ємність та потужність САЕ – визначається за результатами моделювання у відповідності до розробленої моделі (1)-(9). Результуючий графік моделювання спільної роботи СЕС та САЕ для безхмарної (сонячної) доби 15 травня (оскільки для цієї доби о 11:45 год зафіксовано найбільшу потужність сонячного випромінювання протягом місяця) показано на рис. 2.

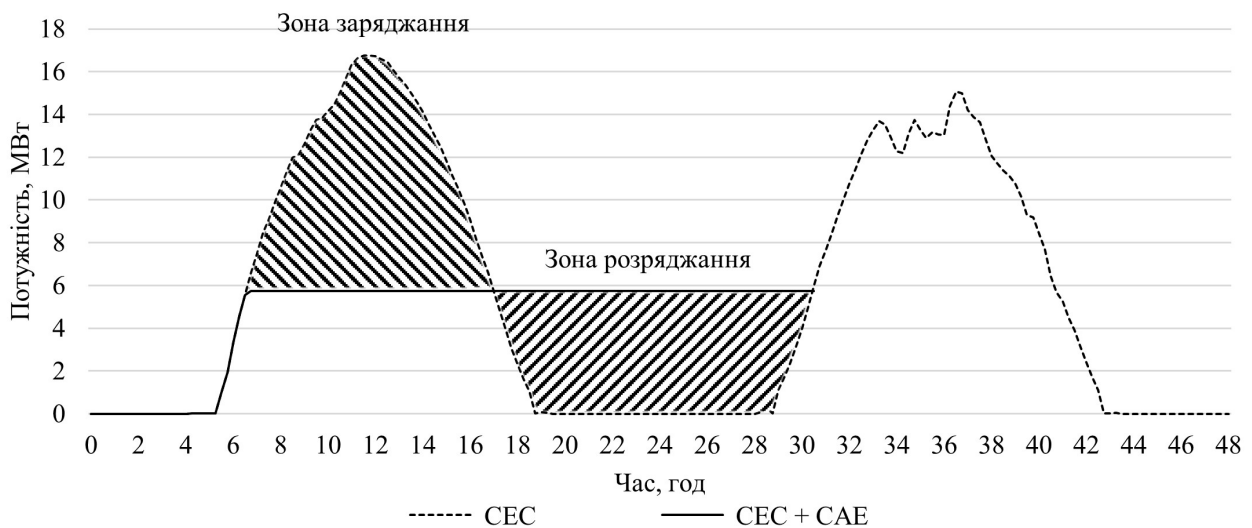


Рис. 2

В межах одного повного циклу заряджання/розряджання АБ спільної роботи СЕС та САЕ для 15 травня (рис. 2) баланс (1) досягається за сумарній потужності відпуску е/е в енергосистему на рівні 5,75 МВт. За такої потужності площа зони заряджання та зони розряджання із урахуванням її зменшення через втрати під час перетворення САЕ є рівними. Видача потужності в енергосистему у разі індивідуальній роботі СЕС відбувається протягом 13 год (з 5:30 по 18:30) із явно вираженим максимумом потужності на рівні 16,77 МВт о 11:30 год (крива «СЕС»). Впровадження САЕ до СЕС (крива «СЕС + САЕ») забезпечує повне вирівнювання (стабілізацію) сумарної потужності відпуску е/е в енергосистему протягом 23:30 год (з 6:45 год першої доби по 6:15 год наступної).

Для доби із максимальною потужністю сонячного випромінювання (15 травня) визначено ємність заряджання САЕ на рівні 71,28 МВт·год, яка із урахуванням глибини можливого розряджання (80%) відповідає номінальній ємності САЕ – 89,1 МВт·год. Максимальна потужність заряджання о 11:30 год становить 11,02 МВт. Оскільки вибір номінальних параметрів САЕ виконується по максимальному значенню, то для повної стабілізації потужності СЕС встановленою потужністю ФЕМ на рівні 20 МВт потрібно впровадити 8-ми годинний накопичувач із номінальною ємністю 90 МВт·год та потужністю 11,25 МВт.

Результуючий графік моделювання спільної роботи СЕС та САЕ для хмарної доби 19 травня показано на рис. 3.

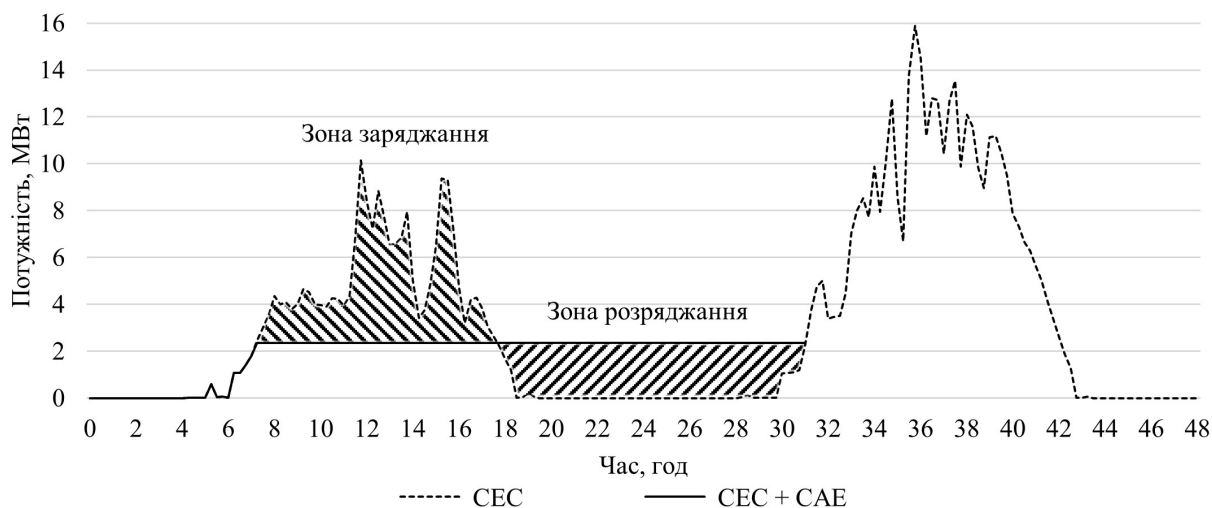


Рис. 3

Для 19 травня баланс (1) досягається за сумарній потужності відпуску е/е в енергосистему на рівні 2,35 МВт. За індивідуальній роботі СЕС для цієї доби із хмарністю, відбуваються значні коливання потужності. Так, потужність СЕС з 3,96 МВт о 11:00 год зростає до 10,13 МВт о 11:45 год, потім знижується до 3,42 МВт о 14:15 год та знову зростає до 9,38 МВт о 15:15 год. Тобто, потужність відпуску е/е в енергосистему за декілька годин змінюється на 61-64%. Впровадження САЕ до СЕС забезпечує стабілізацію сумарної потужності відпуску е/е в енергосистему протягом 23:45 год (з 7:15 год першої доби по 7:00 год наступної).

Основні параметри САЕ (номінальна ємність та потужність), визначені для доби із максимальною потужністю сонячного випромінювання протягом року забезпечать належне функціонування гібридної СЕС для всіх інших діб. У разі практичного впровадження гібридних СЕС заявлена потужність відпуску для кожного повного циклу заряджання/розряджання АБ визначається службою експлуатації відповідно до прогнозних даних по потужності сонячного випромінювання.

Результуючий графік відпуску е/е в енергосистему під час спільної роботи СЕС та САЕ для досліджуваних діб (за даними для 15-20 травня) показано на рис. 4.

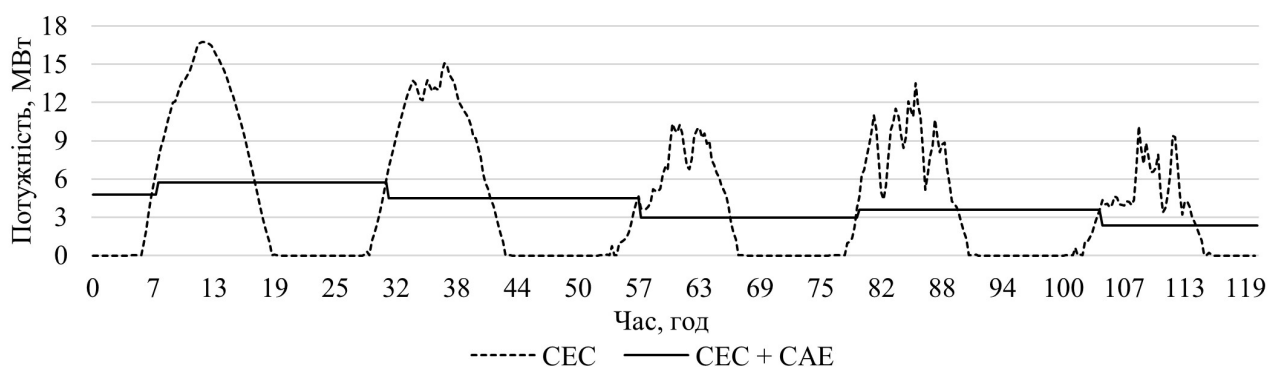


Рис. 4

Із рис. 4 видно, що спільна робота СЕС та САЕ забезпечує повне гладження коливань потужності, які виникали через хмарність. Однак під час переходів між сусідніми циклами відбуваються зміни потужності в межах 0,6-1,6 МВт, які можуть створювати певні труднощі при балансуванні енергосистемою. Крім того, повністю стабілізована потужність СЕС без прив'язки до потреб ГЕН буде забезпечувати розряджання АБ у час нічного провалу ГЕН, що є нераціональним заходом через профіцит потужності в енергосистемі саме у цей час. Для проведення моделювання із урахуванням потреб ГЕН використано баланс (10). Як вхідні дані по потужності ГЕН використано фактичні дані погодинного навантаження ОЕС України [10], які перетворені у 15-ти хвилинні із виключенням базової незмінної частини.

Отриманий результуючий графік відпуску е/е в енергосистему за спільної роботи СЕС та САЕ із урахуванням потреб ГЕН для досліджуваних діб (15-20 травня) показано на рис. 5.

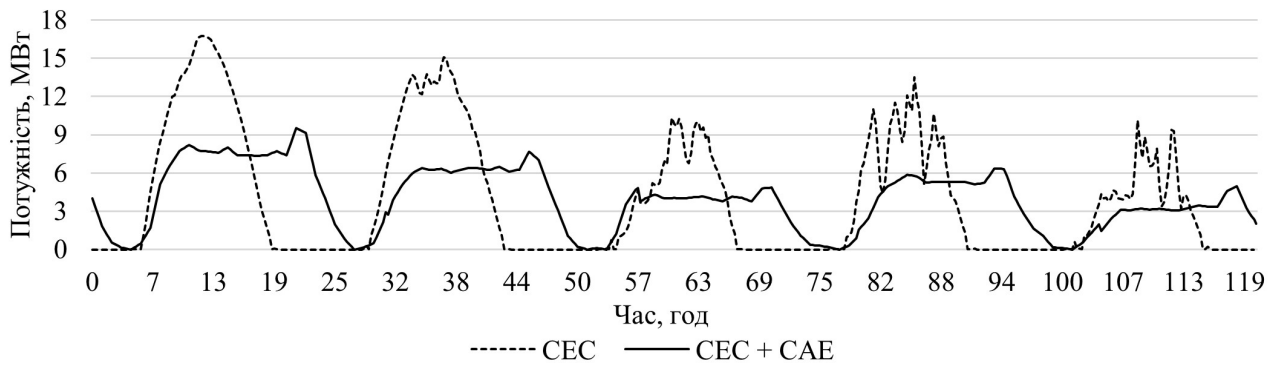


Рис. 5

Із урахуванням потреб ГЕН для доби із максимальною потужністю сонячного випромінювання (15 травня) визначено наступні показники: максимальна сумарна потужність СЕС та САЕ – 9,52 МВт; ємність заряджання САЕ – 56,6 МВт·год, яка із урахуванням глибини можливого розряджання відповідає номінальній ємності САЕ біля 70 МВт·год; максимальна потужність заряджання САЕ – 9,05 МВт. Таким чином, із урахуванням потреб ГЕН для повної стабілізації сумарної потужності до СЕС встановленою потужністю ФЕМ на рівні 20 МВт потрібно впровадити 7-ми годинний накопичувач із номінальною ємністю біля 70 МВт·год та потужністю 10,0 МВт. Отже, врахування потреб ГЕН дало змогу зменшити ємність 7-ми годинного САЕ на 22% із 90 до 70 МВт·год. При цьому, встановлена потужність спільних інверторів знизилася майже на 38% від стандартного значення на рівні 16 МВт (DC/AC ratio 1.25) до 10 МВт (DC/AC ratio 2.0).

За спільної роботи СЕС та САЕ зниження встановленої потужності інверторів забезпечує зростання КВВП від 14% [2] до 34% порівняно із індивідуальною роботою СЕС, що є важливим результатом для енергосистеми в цілому. Впровадження таких гібридних СЕС в ОЕС України забезпечить більш сталі режими роботи традиційних електростанцій без необхідності подальшого диспетчерського обмеження генеруючих потужностей.

Економічна оцінка впровадження гібридних СЕС в енергосистему. Узагальнені результати технічної оцінки в частині визначених номінальних характеристик обладнання за спільної роботи СЕС та САЕ (встановлена потужність ФЕМ/інверторів та номінальна потужність/ємність АБ) використані для економічної оцінки впровадження таких гібридних електростанцій в енергосистемі. Вхідно дані прогнозного збільшення встановленої потужності СЕС на довготермінову перспективу до 2050 року взято із референтного сценарію Звіту щодо моделювання Національного визначеного внеску (НВВ2) [11].

Економічна оцінка проводилася за двома сценаріями: 1) референтний, у відповідності до якого передбачається будівництво СЕС із звичайною структурою (DC/AC ratio 1.25), яка відповідає вже реалізованим проектам в Україні до рівня 36 ГВт у 2050 році; 2) альтернативний, у відповідності до якого будівництво СЕС із звичайною структурою зупиняється у разі досягнення 9 ГВт, а в подальшому починаючи із 2035 року, вводяться лише гібридні СЕС (DC/AC ratio 2.0) до складу яких входять 7-ми годинні САЕ. Умовою порівняння референтного та альтернативного сценаріїв між собою є забезпечення однакових обсягів виробництва е/е по кожному з них, тому встановлена потужність ФЕМ для кожного сценарію приймається на одному рівні.

Як вхідні параметри для проведення економічної оцінки спільної роботи СЕС та САЕ було прийнято наступні показники: термін експлуатації СЕС та САЕ – 25 років; частка кредитних коштів – 70%; кредитна ставка (НБУ) – 13,39%; час повернення кредиту – 6 років; ставка дисконтування (розрахунок WACC) – 10,69%. Прогнозні дані по CAPEX та OPEX для СЕС та САЕ взято із дослідження проведеного для декількох Європейських країн [12]. Вартісний розподіл на DC та AC обладнання для СЕС приймався на рівні 70/30%, для САЕ – 77/23%. Результати економічної оцінки впровадження гібридних СЕС у 2030-2050 рр., проведеної для запропонованого референтного та альтернативного сценаріїв, наведено у таблиці.

№	Найменування	Одиниця виміру	2030	2035	2040	2045	2050
1	<i>Референтний сценарій – звичайна СЕС</i>						
1.1	Встановлена потужність інверторів	ГВт (АС)	9,00	15,80	22,50	29,25	36,00
1.2	<i>Впровадження інверторів за період</i>	ГВт (АС)	3,00	6,80	6,70	6,75	6,75
1.3	Встановлена потужність ФЕМ	ГВт (DC)	11,25	19,75	28,13	36,56	45,00
1.4	<i>Впровадження ФЕМ за період</i>	ГВт (DC)	3,75	8,50	8,38	8,44	8,44
1.5	Сумарні капіталовкладення	млрд. \$	1,37	2,65	2,27	2,03	1,84
1.6	LCOE СЕС	\$/МВт·год	51,90	44,85	39,40	35,38	32,35
2	<i>Альтернативний сценарій – гібридна СЕС</i>						
2.1	Встановлена потужність інверторів	ГВт (АС)	-	4,25	8,44	12,66	16,88
2.2	<i>Впровадження інверторів за період</i>	ГВт (АС)	-	4,25	4,19	4,22	4,22
2.3	Номинальна ємність САЕ	ГВт·год	-	30,60	60,75	91,13	121,50
2.4	<i>Впровадження ємності САЕ за період</i>	ГВт·год	-	30,60	30,15	30,38	30,38
2.5	Номинальна потужність САЕ	ГВт	-	3,83	7,59	11,39	15,19
2.6	<i>Впровадження потужності САЕ за період</i>	ГВт	-	3,83	3,77	3,80	3,80
2.7	Сумарні капіталовкладення СЕС	млрд. \$	-	2,40	2,05	1,84	1,66
2.8	Сумарні капіталовкладення САЕ	млрд. \$	-	3,48	2,79	2,50	2,29
2.9	LCOE СЕС	\$/МВт·год	-	40,65	35,68	32,02	29,25
2.10	LCOS САЕ	\$/МВт·год	-	73,00	60,11	53,66	49,18
2.11	LCOES при спільній роботі СЕС та САЕ	\$/МВт·год	-	79,55	67,79	60,69	55,52
3	<i>Порівняння референтного та альтернативного сценаріїв</i>						
3.1	Встановлена потужність інверторів	%	-	-16,14	-22,5	-25,96	-28,13
3.2	Динаміка LCOES відносно LCOE	%	-	77,36	72,05	71,54	71,63

Із таблиці видно, що впровадження гібридних СЕС, до складу яких входить САЕ, забезпечує зниження встановленої потужності інверторів для всіх електростанцій даного типу в енергосистемі на 16-28% порівняно із звичайними СЕС. Водночас через збільшення капіталовкладень у разі впровадження САЕ сумарна собівартість відпуску е/е в енергосистему зростає на 71-77% порівняно із індивідуальною роботою СЕС.

Висновки. За даними для доби із найбільшою потужністю сонячного випромінювання визначено номінальну ємність та потужність САЕ необхідну для повної стабілізації сумарної потужності відпуску е/е в енергосистему. Із урахуванням потреб ГЕН визначено, що для забезпечення повної стабілізації роботи СЕС зі встановленою потужністю ФЕМ на рівні 20 МВт у її структуру потрібно впровадити 7-ми годинний САЕ із номінальною ємністю 70 МВт·год та потужністю 10,0 МВт. У разі приєднання СЕС та САЕ по стороні постійного струму встановлена потужність спільних інверторів знижується майже на 38% із 16 МВт (DC/AC ratio 1.25) до 10 МВт (DC/AC ratio 2.0), а це призводить до зростання КВВП від 14% до 22%.

На основі прогнозних CAPEX та OPEX до 2050 року проведено економічну оцінку впровадження гібридних СЕС, до складу яких входить САЕ, для енергосистеми в цілому. Впровадження гібридних СЕС в енергосистемі забезпечує зниження встановленої потужності інверторів таких електростанцій порівняно із звичайними СЕС, що є важливим результатом для забезпечення надійного функціонування ОЕС України та зменшення необхідності диспетчерських обмежень генеруючих потужностей. Однак через збільшення капіталовкладень у разі спільної роботи СЕС та САЕ зростає сумарна собівартість відпуску е/е порівняно із звичайними СЕС. У перспективних дослідженнях під час визначення доцільності впровадження гібридних СЕС потрібно враховувати, що вони є самодостатніми при покритті добового ГЕН, а для СЕС із звичайною структурою потрібно підтримувати відповідний резерв маневрених електростанцій, необхідних для стабілізації їхньої роботи в енергосистемі.

У цьому дослідженні основні параметри САЕ визначались для доби із максимальною потужністю сонячного випромінювання, тому для інших діб буде доступна вільна ємність, яку можна використовувати для інших потреб. До прикладу, здійснювати купівлю е/е у час профіциту потужності в енергосистемі по найменшій ціні та продавати її у час піку ГЕН по найвищій, або надавати допоміжні послуги на ринку електроенергії із регулювання частоти та активної потужності, тощо. За відповідного нормативного забезпечення функціонування гібридних СЕС на ринку електроенергії забезпечить

отримання додаткового прибутку, а це в результаті знизить собівартість зберігання та сумарного відпуску е/е в енергосистему, що і є перспективою подальших досліджень.

1. Встановлена потужність енергосистеми України на 09/2021. Київ: НЕК «Укренерго», 2020. URL: <https://ua.energy/vstanovlena-potuzhnist-energosityemy-ukrayiny/#09-2021> (дата звернення 03.11.2021).
2. Звіт з оцінки відповідності (достатності) генеруючих потужностей. Київ: НЕК «Укренерго», 2020. URL: <https://ua.energy/wp-content/uploads/2020/03/Zvit-z-otsinky-dostatnosti-generuyuchyuh-potuzhnosteij-2019.pdf> (дата звернення 04.11.2021).
3. Роз'яснення щодо обмеження генерації ВЕС та СЕС 7 січня 2020 року. Київ: НЕК «Укренерго», 2020. URL: <https://ua.energy/zagalni-novyny/roz-yasnennya-shhodo-obmezhennya-generatsiyi-ves-ta-ses-7-sichnya-2020-roku/> (дата звернення 05.11.2021).
4. Буратинський І.М. Аналіз застосування систем акумулювання електроенергії в енергосистемах з великим обсягом відновлюваних джерел енергії. *Проблеми загальної енергетики*. 2019. № 4(59). С. 63-67. DOI: <https://doi.org/10.15407/pge2019.04.063>
5. Uddin M., Romlie M.F., Abdullah M.F., Halim S.A., Bakar A.H.A., Kwang T.C. A review on peak load shaving strategies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2018. No 82. Pp. 3323-3332. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.10.056>.
6. Кулик М.М., Дрьомін І.В., Згуровець О.В. Можливості використання акумуляторних батарей для стабілізації частоти в об'єднаних енергосистемах з потужними сонячними електростанціями. *Відновлювана енергетика*. 2018. № 3(54). С. 6-14. DOI: <https://doi.org/10.33070/etars.4.2018.01>
7. Walsh D., Bradshaw D., Clamp A., Russell K. Optimizing Solar PV Plus Battery Storage. *Business & Technology Surveillance: National Rural Electric Cooperative Association (NRECA)*. URL: <https://www.cooperative.com/programs-services/bts/Documents/TechSurveillance/Surveillance-Optimizing-Solar-Plus-Storage-Dec-2020.pdf> (дата звернення 07.11.2021).
8. Буратинський І.М., Нечаєва Т.П. Моделювання сукупної роботи сонячної фотоелектричної електростанції та системи акумулювання електроенергії. *Проблеми загальної енергетики*. 2020. № 3(62). С. 30-36. DOI: <https://doi.org/10.15407/pge2020.03.030>.
9. Solar radiation data (SoDa). HelioClim-3 Archives service: веб-сайт. URL: <http://www.soda-pro.com/web-services/radiation/helioclim-3-archives-for-free> (дата звернення: 18.08.2021).
10. Погодинний баланс потужності ОЕС України. Єдиний державний веб-портал відкритих даних. Київ: Міністерство цифрової трансформації України, 2021. URL: <https://data.gov.ua/dataset/31199018-e15e-4e87-bf5e-2a4293151f5c> (дата звернення 07.11.2021).
11. Support the government of Ukraine of updating its nationally determined contribution (NDC). Report 3/ Modeling report. European Bank of Reconstruction and Development. Project implemented by the Institute of Economics and Forecasting of National Academy of Sciences of Ukraine. URL: <https://mepr.gov.ua/files/images/2021/29042021/Modeling%20Report%203.pdf> (дата звернення 17.11.2021).
12. Vartiainen E., Masson G., Breyer C., Moser D., Román Medina E. Impact of weighted average cost of capital, capital expenditure, and other parameters on future utility-scale PV levelised cost of electricity. *Prog Photovolt Res Appl*. 2019. No 28. Pp. 439-453. DOI: <https://doi.org/10.1002/pip.3189>

TECHNICAL AND ECONOMIC EVALUATION OF ENERGY STORAGE SYSTEM USE ELECTRICITY FOR STABILIZATION OF SOLAR POWER PLANT OPERATION

I.M. Buratynskyi

Institute of General Energy of the National Academy of Sciences of Ukraine

172, Antonovycha str., Kyiv, 03150, Ukraine.

E-mail: buratunsky@gmail.com

A mathematical model is presented for the joint operation of a solar photovoltaic power plant and an energy storage system to stabilize the total output of electric energy to the power system. Based on data on the power of solar radiation for the territory close to the geographical center of Ukraine, the nominal capacity and power of the energy storage system necessary to stabilize the operation of the solar power plant were determined. Taking into account the needs of the electrical load schedule of the power system during the discharge of batteries made it possible to reduce the required capacity of the energy storage system. It was determined that with a fixed installed power of photovoltaic modules, the introduction of the energy storage system provides a reduction in the installed power of inverters and an increase in the installed capacity utilization factor compared to the conventional structure of the solar power plants. To compare this hybrid solar power plant with other types of power plants, the levelised cost of energy, storage and total supply of electricity to the power system is determined. References 12, figures 5, table 1.

Key words: mathematical model, solar photovoltaic power plant, energy storage system, cost.

1. Installed capacity of the IPS of Ukraine values as of 09/2021. Kyiv: NPC Ukrenergo, 2020. URL: <https://ua.energy/vstanovlena-potuzhnist-energosityemy-ukrayiny/#09-2021> (accessed at 03.11.2021).
2. Report on conformity assessment (adequacy) of generating capacities. Kyiv: NPC Ukrenergo, 2020. URL: <https://ua.energy/wp-content/uploads/2020/03/Zvit-z-otsinky-dostatnosti-generuyuchykh-potuzhnostej-2019.pdf> (Ukr) (accessed at 04.11.2021).
3. Clarification on WPP and SPP generation restrictions on January 7, 2020. Kyiv: NPC Ukrenergo, 2020. URL: <https://ua.energy/zagalni-novyny/roz-yasnennya-shhodo-obmezhennya-generatsiyi-ves-ta-ses-7-sichnya-2020-roku/> (accessed at 05.11.2021).
4. Buratynskiy I.M., Analysis of the use of electric energy storage systems in power systems with a large volume of renewable energy sources. *Problemy zahalnoi energetyky*. 2019. No 4(59). Pp. 63–67. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/pge2019.04.063>
5. Uddin M., Romlie M.F., Abdullah M.F., Halim S.A., Bakar A.H.A., Kwang T.C. A review on peak load shaving strategies. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2018. No 82. Pp. 3323-3332. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.10.056>
6. Kulyk M.M., Dryomin I.V., Zgurovets O.V. Feasibility of using battery energy storage systems for frequency stabilization in integrated power systems with powerful solar power plants. *Vidnovhuvana energetyka*. 2018. No 3(54). Pp. 6-14. URL: <https://ve.org.ua/index.php/journal/article/view/161/107> (Ukr) (accessed at 04.11.2021). DOI: <https://doi.org/10.33070/etars.4.2018.01>
7. Walsh D., Bradshaw D., Clamp A., Russell K. Optimizing Solar PV Plus Battery Storage. *Business & Technology Surveillance: National Rural Electric Cooperative Association (NRECA)*. URL: <https://www.cooperative.com/programs-services/bts/Documents/TechSurveillance/Surveillance-Optimizing-Solar-Plus-Storage-Dec-2020.pdf> (accessed at 07.11.2021).
8. Buratynskiy I.M., Nechaieva T.P. Modeling of the combined operation of a solar photovoltaic power plant and a system of electric energy storage. *Problemy zahalnoi energetyky*. 2020. No 3(62). Pp. 30-36. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/pge2020.03.030>.
9. Solar radiation data (SoDa). HelioClim-3 Archives service: website. URL: <http://www.soda-pro.com/web-services/radiation/helioclim-3-archives-for-free> (accessed at 18.08.2021).
10. Pohodynniy balans potuzhnosti OES Ukrainy. Yedyniy derzhavnyi veb-portal vidkrytykh danykh. Kyiv: Ministry of Digital Transformation of Ukraine, 2021. URL: <https://data.gov.ua/dataset/31199018-e15e-4e87-bf5e-2a4293151f5c> (accessed at 07.11.2021).
11. Support the government of Ukraine of updating its nationally determined contribution (NDC). Report 3/ Modeling report. European Bank of Reconstruction and Development. Project implemented by the Institute of Economics and Forecasting of National Academy of Science of Ukraine. URL: <https://mepr.gov.ua/files/images/2021/29042021/Modeling%20Report%203.pdf> (accessed at 17.11.2021).
12. Vartiainen E., Masson G., Breyer C., Moser D., Román Medina E. Impact of weighted average cost of capital, capital expenditure, and other parameters on future utility-scale PV levelised cost of electricity. *Prog Photovolt Res Appl*. 2019. No 28. Pp. 439-453. DOI: <https://doi.org/10.1002/pip.3189>

Надійшла 14.11.2021
Остаточний варіант 10.02.2022