

# ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

## ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

> №3 2025

ISSN 1607-7970

#### РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ\*

#### **EDITORIAL BOARD\***

Кириленко О.В.	головний редактор, Kyrylenko O.V.		Editor-in-Chief,	
	академік НАН України		Member of NAS.Ukraine	
Шидловський А.К.	академік НАН України	Shydlovskyi A.K.	Member of NAS Ukraine	
Блінов І.В.	докт.техн.наук	Blinov I.V.	Dr.Sc. (Eng.)	
Буткевич О.Ф.	заступник головного	Butkevych O.F.	Deputy Editor-in-Chief, Professor	
	редактора, професор			
Жаркін А.Ф.	академік НАН України	Zharkin A.F.	Member of NAS Ukraine	
Кенсицький О.Г.	докт.техн.наук	Kensitskyi 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	<ul> <li>Lypkivskyi K.O.</li> </ul>	Deputy Editor-in-Chief,	
	редактора, професор		Professor	
Мазуренко Л.І.	професор	Mazurenko L.I.	Professor	
Михальський В.М.	член-кор. НАН України	Mykhaskyi 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.	докт.техн.наук	Yurchenko O.M.	Dr.Sc. (Eng.)	
Городжа Л.В.	відповідальний секретар канд.техн.наук	Gorodzha L.V.	<b>Executive Managing Editor</b> , 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
Shydlovskyi	Member of NAS Ukraine, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv
A.K.	
Hubanski S.	Professor, Chalmers University of Technology, Sweden
Zhuikov V.Ya.	Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytecnic Institute", Kyiv
Zagirnyak M.V.	Professor, The Kremenchuk M.Ostrogradskyi 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
Rozov V.Yu.	Professor, corresponding member of NAS of Ukraine,
	Anatolii Pidhornyi Institute of Power Machines and Systems of NAS of Ukraine,
	Kharkiv, Ukraine
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
Vasko P.F.	Dr.Sc. (Eng.), Institute of Renewable energy of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv

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 Берестейський, 56, Інститут електродинаміки НАН України. **Тел**. (044) 366 26 57. **Email:** <u>ted@ied.org.ua</u> <u>https://techned.org.ua</u>

# № 3 ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА 2025

Травень-червень

Науково-прикладний журнал

Виходить раз на два місяці Заснований у жовтні 1979

DOI: https://doi.org/10.15407/techned2025.03

#### **3MICT**

Теоретична електротехніка та електрофізика	
ROŽISKULOV S.S., VINNICHENKO D.V., SUPRUNOVSKA N.I. Interdependent transient processes	
in circles of bipolar discharge pulse current generator with R-L-C load	
and limited positive voltage feedback	3
KUZNETSOV B.I., NIKITINA T.B., BOVDUI I.V., CHUNIKHIN K.V., KOLOMIETS V.V.,	
KOBYLIANSKIY B.B. Improve of overhead power lines magnetic field mitigation efficiency	
by combined active and passive contours shielding	11
Перетворення параметрів електричної енергії	
MARTYNOV D.V., RUDENKO Yu.V., MARTYNOV V.V. Study of a bidirectional converter	
using an asymmetric inverter with a magnetically coupled two-winding inductor	
in an energy storage system	15
Електромеханічне перетворення енергії	
ГОЛОВАНЬ І.В., ПОПОВИЧ О.М. Врахування в слабкозв'язаній коло-польовій моделі	
асинхронного двигуна витіснення наведеного струму в колі ротора	22
PETUKHOV I.S., KIREYEV V.G., AKININ K.P., ISAIEV Ye.V. Torque of a slotless axial-flux	
permanent magnet torque motor with solid slitted stator yoke	31
ЧЕПКУНОВ Р.А. Покращення якості регулювання асинхронного електропривода	
з керуванням за реактивною потужністю	37
КОВБАСА С.М., ВЕРБОВИЙ Ю.В., ГУПАЛОВ К.А. Тягова електромеханічна система тролейбус	a
у разі живлення від низьковольтної акумуляторної батареї з використанням підвищувального	
DC/DC перетворювача	44
Електроенергетичні системи та установки	
ПАВЛОВСЬКИИ В.В., ЛУК'ЯНЕНКО Л.М., СТЕЛЮК А.О. Комплексний аналіз впливу систем	
накопичення енергії на режими роботи енергосистем зі значною часткою	
відновлюваної генерації	55
СЕГЕДА М.С., ОЛЕКСИН А.В. Оптимальний розподіл реактивної потужності	
між енергоблоками, приєднаними до розподільчих пристроїв різних класів напруг	66
KULAPIN O.V., IVAKHNOV A.V., FEDORCHUK S.O., MAKHOTILO K.V., DANYLCHENKO D.O	).,
BULHAKOV O.V. Impact of seasonality of generation and load on the optimal capacity	
of the energy storage system of the prosumer's Microgrid	73
БЄЛОХА Г.С., СТРЖЕЛЕЦЬКИ Р. Система керування процесами заряду електромобілей	
у разі використання концепції двобічного енергетичного обміну між електромобілем,	
системою зберігання та Microgrid	81
Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці	~
KUZMENKO Iu.V., SHEVKUN S.M., DOBROLIUBOVA M.V., STATSENKO O.V., SHEVKUN M.S	5.
Comparative analysis of daylight time losses and electrical energy losses when transition	0.0
to permanent winter or summer time	88
IO 75 DIIII Companying HAII Vimesium O.D. FUDU IEIICA	00
ДО /Э-ГІЧЧЛ академіка ПАП України О.Б. КИГИЛЕНКА	ሃð 100
до ургатал члена-кореспондента пап у країни д.1. Ку эпецода	100

### © ІНСТИТУТ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ НАН УКРАЇНИ, 2025

# № 3TEKHNICHNA ELEKTRODYNAMIKA2025w - lune

May – June

DOI: https://doi.org/10.15407/techned2025.03

#### CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics
ROZISKULOV S.S., VINNICHENKO D.V., SUPRUNOVSKA N.I. Interdependent transient processes
in circles of bipolar discharge pulse current generator with R-L-C load
and limited positive voltage feedback
KUZNETSOV B.I., NIKITINA T.B., BOVDUI I.V., CHUNIKHIN K.V., KOLOMIETS V.V.,
KOBYLIANSKIY B.B. Improve of overhead power lines magnetic field mitigation efficiency
by combined active and passive contours shielding
Conversion of electric energy parameters
MARTYNOV D.V., RUDENKO Yu.V., MARTYNOV V.V. Study of a bidirectional converter
using an asymmetric inverter with a magnetically coupled two-winding inductor
in an energy storage system
Electromechanical energy conversion
GOLOVAN I.V., POPOVYCH O.M. Consideration of the induced current displacement in the rotor circuit
in a weakly coupled circuit-field model of an induction motor
PETUKHOV I.S., KIREYEV V.G., AKININ K.P., ISAIEV Ye.V. Torque of a slotless axial-flux
permanent magnet torque motor with solid slitted stator yoke
CHEPKUNOV R.A. Improving the quality of regulation of asynchronous electric drive
with reactive power control
KOVBASA S.M., VERBOVYI Yu.V., HUPALOV K.A. Traction electromechanical system
of the trolleybus fed by low voltage on-board battery using boost DC/DC converter
Electric power systems and installations
PAVLOVSKY V.V., LUKIANENKO L.M., STELIUK A.O. Comprehensive analysis of the impact
of energy storage systems on the operation conditionals of power systems with a significant share
of renewable generation
SEHEDA M.S., OLEKSYN A.V. Optimal distribution of reactive power among power units
connected to distribution devices of various voltage classes
KULAPIN O.V., IVAKHNOV A.V., FEDORCHUK S.O., MAKHOTILO K.V., DANYLCHENKO D.O.,
BULHAKOV O.V. Impact of seasonality of generation and load on the optimal capacity
of the energy storage system of the prosumer's Microgrid
BIELOKHA H.S., STREZHELSKY R. Control system of electric vehicle charging processes using
the concept of two-way energy exchange between electric vehicle, storage system and Microgrid
Information Measuring Systems in Electric Power Engineering
KUZMENKO IU.V., SHEVKUN S.M., DOBROLIUBOVA M.V., STATSENKO O.V., SHEVKUN M.S.
Comparative analysis of daylight time losses and electrical energy losses when transition
to permanent winter or summer time
-
To the 75th anniversary of the Member of NAS of Ukraine O.V. KYRYLENKO
To the 90th anniversary of Corresponding Member of NAS of Ukraine V.G. KUZNETSOV100

Науковий редактор К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ, О.Ф. БУТКЕВИЧ Редактори І.О. БРАГИНЕЦЬ, І.М. КУЧЕРЯВА

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 5 від 10.04.2025 р. Включено до Переліку наукових фахових видань України 24.05.2018, категорія «А». Зареєстровано Національною радою України з питань телебачення і радіомовлення 31 серпня 2023 року, протокол № 20, рішення № 781. ІД R30-01209. Підписано до друку 21.04.2025. Ум.-друк. арк. 12,4.

DOI: https://doi.org/10.15407/techned2025.03.003

#### **INTERDEPENDENT TRANSIENT PROCESSES IN CIRCLES** OF BIPOLAR DISCHARGE PULSE CURRENT GENERATOR WITH R-L-C LOAD AND LIMITED POSITIVE VOLTAGE FEEDBACK

S.S. Roziskulov<sup>\*</sup>, D.V. Vinnichenko<sup>\*\*</sup>, N.I. Suprunovska<sup>\*\*\*</sup> Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, 56, Beresteiskyi Ave., Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: roziskulov@gmail.com; vdvvvs@gmail.com; iednat1@gmail.com.

The paper analyzes the interdependent transient processes in the discharge circuits of a bipolar discharge pulse generator (DPG) with R-L-C load and limited positive voltage feedback. The analytical dependence of the value of the initial voltage on the capacitor connected in series with the load on the value of the Q factor of the discharge circuit of the DPG was obtained. The optimal electrical parameters of these circuits have been determined to ensure high dynamic and energy indicators of impulse currents in an electric spark load. It is substantiated that the serial connection of a capacitor with an electric spark load in the discharge circuit of a bipolar DPG with a capacitive storage of electrical energy of high energy capacity allows to increase (maximum twice) the initial rate of current rise in the electric spark load of a bipolar DPG and significantly improve the energy indicators of discharge impulse currents. The short-circuit currents value of the DPG load is limited by the value of the characteristic resistance of the DPG discharge circuit, and their flow time corresponds to the self-oscillation period of the DPG discharge circuit in this mode of operation. At the same time, electrical energy is not dissipated in the discharge circuit of the DPG, but it is almost completely recovered to the capacitors on output of direct voltage formers. References 15, figures 6.

*Keywords:* transient, bipolar discharge pulse generator, discharge, pulse current, voltage feedback.

Electric discharge units (EDUs) with storage capacitors have been widely used in the implementation of many modern technologies [1–3], in particular, to produce electric spark powders with unique properties by the method of volumetric electric spark dispersion (VESD) of a layer of metal granules in flowing dielectric liquids [4–6].

In the development of installations for the VESD of metals in liquids, it is necessary to solve the problem of intensifying the effect of pulsed electric discharge currents on the layer of metal granules to increase the productivity of EDUs during the production of electric spark powders [7, 8], as well as to reduce the duration of pulsed currents in the EDUs load, in order to reduces the average size of electric spark powders [9]. For this purpose, the rate of discharge currents rise is increased in a stochastic load [10, 11] and power losses reduced by adjusting the initial and final voltages during charging [11] and discharging of the capacitive energy storage(CES) of EDUs, as well as duration of discharge pulse currents in the load is forcibly limited [10, 12].

An increase in the rate of rise of pulse currents, as well as an increase in their peak values in the load of such EDUs, can be achieved by increasing the voltage and capacitance of discharge capacitors. It is known that the maximum value of the oscillating discharge current  $I_{max}$  at the quality factor of circuit Q > 2is directly proportional to the initial voltage of capacitor during its discharge and the  $\sqrt{C}$  value, s well as it inversely proportional to  $\sqrt{L}$  [13]. Therefore, in most EDUs, the inductance L is reduced to the lowest possible value. It is possible to increase the current amplitude by increasing both the capacitor charging voltage and its capacitance. However, increasing the charging voltage of storage capacitors above 1000 V has serious

<sup>©</sup> Roziskulov S.S., Vinnichenko D.V., Suprunovska N.I., 2025

ORCID: \* https://orcid.org/0000-0001-9234-7324; \*\* https://orcid.org/0000-0002-8894-860X; \*\*\* https://orcid.org/0000-0001-7499-9142

<sup>©</sup> Publisher Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2025 This is an Open Access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license

https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.en

technical limitations and significantly increases the hazard of EDUs maintenance, and increasing the capacitance leads to an undesirable increase in the discharge pulse duration  $t_{DP}$  (since  $t_{DP} \approx \pi \sqrt{LC}$ ) and the size of the obtained spark-eroded powders. Therefore, with an increase in the capacity of the capacitor *C* during its discharge to the load, we suggest using a forced limitation of the duration of the pulse current  $t_{DP}$  by means of a fully controlled semiconductor switch (IGBT or MOSFET transistors) that breaks the discharge circuit at the required time [10]. That is, a significant reduction in the duration of discharge currents with a simultaneous increase in their energy performance can be achieved by using large-capacity discharge capacitors and fully controlled power semiconductor switches instead of semi-controlled ones (thyristors). It should be noted, however, that fully controlled switches have a much lower overload capacity than semi-controlled switches, and also require a more complex control scheme and protection against unacceptable operating conditions (short circuit in the load circuit).

Usually, EDUs for metal VESD use unipolar pulse currents arising during the discharge of a storage capacitor to the EDUs load. Generation of such pulse currents in the EDUs load, which is a layer of metal granules between the electrodes, inevitably leads to well-known processes of electrochemical dissolution of one of the electrodes (anode), which increases the length of the interelectrode gap, reducing the stability and productivity of VESD of granules. Therefore, during the VESD of a layer of metal granules in a liquid medium, it is advisable to use bipolar discharge pulse generators in order to equalize the rate of wearing out of electrode in the technological chambers of electric discharge units, which is especially relevant when granules are dispersed in an electrolytic medium. A significant increase in the productivity of obtained sparkeroded powders in such EDUs is no less important when using bipolar discharge pulse generators compared to unipolar ones.

In the construction of such DPG, the bridge schemes (Fig. 1, a - H-bridge scheme) or semi-bridge ones (Fig. 1, b - T-bridge scheme) of discharge circuits of EDUs are usually used [14].

Designations in these diagrams: DVF, DVF1, DVF2 are direct voltage formers, *C*, *C*1, *C*2 are storage capacitors of EDU, *K*1, *K*2, *K*2.1, *K*2.2, *K*3.1, *K*3.2 are semiconductor switches, *R<sub>l</sub>* is load resistance.



Comparing these circuits, we note that the *H*-bridge circuit requires double number of power switches, and the *T*-bridge circuit requires twice the double number of DVFs and capacitors to generate bipolar pulse currents in the load.

It is possible to significantly reduce the duration of pulse currents in the discharge circuit of bipolar DPGs, as well as to increase their energy characteristics, due to chang-

ing the nature of its transients with the simultaneous use of positive voltage feedback. It is proposed to achieve this by introducing a capacitor in series with the load into the discharge circuit.

The aim of the work is to analyze the interdependent transients in the discharge circuits of bipolar DPGs with *R-L-C* load and positive voltage feedback, as well as to determine the optimal electrical parameters of these circuits to ensure optimal dynamic and energy performance of pulse currents in an electric spark load.

Fig. 2 shows the circuit diagram of a bipolar DPG with a *T*-bridge discharge circuit, *R*-*L*-*C* load, and positive voltage feedback.

In this diagram, C1 and C2 are discharge capacitors directly connected to the DVF1 and DVF2,  $L_0$ 



and  $R_0$  are the output inductance and active resistance of the DPG,  $L_K$ ,  $C_l$ , and  $R_l$  are the inductance of the connecting conductors, capacitance, and active resistance of the load circuit respectively, K1 and K2 are semiconductor electric switches (SESs), VD1 and VD2 are reverse diodes.

The use of *R*-*L*-*C* load allows the use of semi-controlled SESs (thyristors), eliminates the need for electric switches between the DVFs and discharge capacitors, and significantly limits the short-circuit currents in the discharge circuit.

The principle of operation of the scheme shown in Fig. 2 is as follows. When the thyristor switch K1 is turned on, the load circuit is connected to the capacitance C1, and a current begins to flow in the discharge circuit. Energy begins to accumulate on the inductive elements of the discharge circuit, and an electric charge accumulates in the load capacitance and the voltage increases. The leading edge of the pulse current

is formed. After the current reaches its maximum value, it begins to decline, and the trailing edge of the pulse current is formed. At the same time, the electric charge continues to accumulate on the capacitance in the load circuit and the voltage increases, and the current in the circuit is maintained mainly due to the magnetic field energy accumulated in the inductive elements of the circuit during leading edge time of the pulse current. Semi-controlled SES KI is locked when the current decreases below value its holding current. At the same time, after the end of the transient process, if the quality factor of the discharge circuit is lower than 0.5, the voltage value on  $C_l$  will be equal in modulo to the value of the reference voltage E at the output of the DVF1. If the quality factor of the discharge circuit is higher than 0.5, the voltage on  $C_l$  will exceed the value of the reference voltage E, and the transient process will continue. The current in the load will change its direction flowing through VD1 and bypassing K1. Part of the energy accumulated in  $C_l$  will be transferred to the load, and part of it will be partially recuperated in C1. At the same time, the transient process will have a damped oscillatory nature, the duration of which will be determined by the full period of current oscillations T in the DVG load.

When the thyristor K2 is unlocked, the load circuit is connected to the capacitance C2. The current in the load will change its direction. A transient process begins in the discharge circuit, which is similar to the above-considered process when K1 is unlocked, but already with non-zero initial conditions for the voltage on the capacitor  $C_l$ . The voltage applied to the discharge circuit at the moment of switching on the K2 increases and, as a result, the pulse current in the load will increase. After the end of the transient process, the voltage on  $C_l$  will change its polarity. When the SES is subsequently switched off, both the direction of the current in the load and its magnitude are changed. Thus, these transients are interconnected with a limited (due to energy recuperation) positive voltage feedback.

In addition, instead of fully controlled semiconductor electronic switches (transistors), the scheme uses semi-controlled power SES (thyristors), which have a much higher overload capacity and do not require complex control and protection schemes. At the same time, a "soft" switching of the power SESs is provided, i.e. they lock naturally when the current in the discharge circuit of the DPG decreases less then thyristor holding current in the open state (the value of which is close to zero).

Since  $R_l$  is a given value, and  $L_K$ ,  $L_0$  and  $R_0$  are design values, the only variable electrical parameter of the discharge circuit is  $C_l$ . To determine the optimal value of the capacitance of this capacitor, it is necessary to analyze the interdependent transients occurring in the discharge circuit with the *R*-*L*-*C* load of the bipolar pulse current generator. For this purpose, we have drawn up an operator calculation scheme (Fig. 3) corresponding to the scheme in Fig. 2.



The designations in Fig. 3:  $L=L_K+L_0$  and  $R=R_0+R_l$ are, respectively, the total inductance and active resistance of the discharge circuit,  $C=C_l$  is the capacitance of the capacitor in the load circuit, E1=E2=E are the EMF values of the DVF1 and DVF2.

In the operator calculation scheme, the discharge capacitors C1 and C2 with the corresponding DVFs were replaced by EMF sources E. This replacement is correct when capacitors C1 and C2 are directly connected with DVFs and their capacitances are orders of magnitude larger than the value of the capacitance  $C_l$ . In this case, the voltage on C1

and C2 during transient processes in the discharge circuit can be considered unchanged, and the quality factor of the discharge circuit will be determined mainly by the value of the capacitance  $C_l$ . The source of the EMF  $U_c(0)$  reflects the presence of the initial voltage on the capacitor in the load circuit.

The equation in the operator form according to Kirchhoff's second law for the circuit I in Fig. 3, when the K1 is unlocked, is as follows:

$$i_{1}(p)\left(R + Lp + \frac{1}{Cp}\right) = \frac{E}{p} + \frac{U_{1C}(0)}{p}.$$
(1)

The analytical expression for the load current in the operator form at zero initial conditions for the voltage on *C* capacitor  $-U_{1C}(0) = 0$  is

$$i_1(p) = \frac{EC}{LCp^2 + RCp + 1}.$$
 (2)

To find the roots of the characteristic equation, we equate the denominator of the right-hand side of equality (2) to zero and solve the resulting quadratic equation:

$$LCp^{2} + RCp + 1 = 0; p_{1,2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\frac{R^{2}C - 4L}{4L^{2}C}}.$$
 (3)

The first derivative of the denominator of dependence (2) with respect to p is:

$$\frac{d}{dp}\left(p^2 + \frac{R}{L}p + \frac{1}{LC}\right) = 2p + \frac{R}{L}.$$
(4)

Applying the decomposition theorem, we find the expression for original function of current as a function of time:

$$i_{1}(t) = \frac{EC}{2p_{1} + R/L} \times e^{tp_{1}} + \frac{EC}{2p_{2} + R/L} \times e^{tp_{2}}.$$
(5)

Having the expression for the time dependence of the current in the discharge circuit of the DPG, we can determine the maximum current value and the time of its achievement. To determine the time of reaching the maximum value of the pulse current  $t_{max}$ , we find the extremum of the time dependence. To do this, equate the first time derivative of equation (5) to zero and solve the resulting equation with respect to *t*:

$$\frac{d}{dt}i_{1}(t) = \frac{EC p_{1}}{2p_{1} + R/L} \times e^{tp_{1}} + \frac{EC p_{2}}{2p_{2} + R/L} \times e^{tp_{2}} = 0; \quad t_{max} = \frac{1}{p_{2} - p_{1}} ln \left(-\frac{p_{1}(2Lp_{2} + R)}{p_{2}(2Lp_{1} + R)}\right). \quad (6)$$

To determine the maximum value of the load current, it is necessary to substitute the time it reaches the maximum  $t_{max}$  (6) into the time dependence (5).

When the SES K2 is unlocked, the transient process in the circuit II will be similar to the aboveconsidered process in the circuit I when K1 is unlocked, but taking into account the non-zero initial conditions for the voltage on the capacitor  $C(U_{2C} \ (0) \neq 0)$ .

When the quality factor of the discharge circuit  $Q = \sqrt{L/C} / R \le 0.5$ , the initial voltage on the capacitor is  $U_C(0) = E$ . If the quality factor of the discharge circuit Q > 0.5, the transient will be of a

damped oscillatory nature and will last for one full period of oscillation, after which  $U_C(0) \le E$ .

The value of the capacitor voltage can be determined by the value of the electric charge on C at the end of the transient in the circuit I:

$$q_{C} = \int_{0}^{T} i_{1}(t) dt, \ U_{2C}(0) = \frac{q_{C}}{C} = \frac{1}{C} \int_{0}^{T} i_{1}(t) dt = -\frac{E}{LC} \frac{1}{\omega^{2} + \beta^{2}} \left(1 - e^{-\beta T}\right), \tag{7}$$

where  $\beta = R/2L$  is the attenuation coefficient;  $\omega = \sqrt{1/LC - R^2/4L^2}$  and  $T = 2\pi/\omega = 2\pi/\sqrt{1/LC - R^2/4L^2}$  are the cyclic frequency and period of the damped oscillations of load current, respectively.

The equation of Kirchhoff's second law in the operator form for the circuit II is similar to (1), and the load current dependence, given in the operator form, is described by the following equation:

$$i_2(p) = \frac{C(E + U_{2C}(0))}{LCp^2 + RCp + 1}.$$
(8)

To find the time dependence of the load current, we define the original function for equation (8) similarly to (3)–(5):

$$i_{2}(t) = \frac{C(E + U_{2C}(0))}{2p_{1} + R/L} \times e^{tp_{1}} + \frac{C(E + U_{2C}(0))}{2p_{2} + R/L} \times e^{tp_{2}} = \frac{E + U_{2C}(0)}{\omega L} \sin(\omega t)e^{-\beta t}.$$
(9)

All subsequent current pulses in the DPG load will be described by the analytical dependence (9) with non-zero initial conditions for the voltage on C.

To find the mode in which the current in the load does not change from pulse to pulse, we write the energy balance equation for the discharge circuit:

$$W_E = W_l, (10)$$

where  $W_E$  is the energy that the source gives to the discharge circuit;  $W_l$  is the energy consumed by active elements of the discharge circuit.

For the case of oscillatory discharge (at Q > 0.5), the energy balance equation for the above schemes is as follows:

$$E\int_{0}^{T} i(t)dt = R\int_{0}^{T} i^{2}(t)dt,$$
(11)

and for the case of aperiodic discharge (at  $Q \le 0.5$ ) the energy balance equation is:

$$E\int_{0}^{\infty} i(t)dt = R\int_{0}^{\infty} i^{2}(t)dt,$$
 (12)

but, as noted above, with an aperiodic discharge  $|U_C(0)| = E$ .

Let us substitute the formula for the current (9) into equation (11):

$$\frac{E}{\omega L} (E + U_C(0)) \int_0^I \sin(\omega t) e^{-\beta t} dt = \frac{R}{\omega^2 L^2} (E + U_C(0))^2 \int_0^I (\sin(\omega t) e^{-\beta t})^2 dt.$$
(13)

The equation for finding the steady-state value of  $U_C(0)$  can be expressed from (13):

$$U_{C}(0) = E\left(\frac{\omega L}{R} \frac{\int_{0}^{T} \sin(\omega t) e^{-\beta t} dt}{\int_{0}^{T} (\sin(\omega t) e^{-\beta t})^{2} dt} - 1\right) = E\left(\frac{4L}{R} \frac{\omega^{2}\beta(e^{-\beta T} - 1)}{\omega^{2}(e^{-\beta^{2}T^{2}} - 1) + \beta^{2}e^{-\beta T(2+\beta T)}} - 1\right).$$
 (14)

The typical parameters of the discharge circuit of units for VESD were used for the calculations:  $L = 1.5 \mu H$ , R = 1 Ohm, E = 500 V.





Fig. 4 shows the analytically obtained dependence of  $U_C(0)/E$  on the value of the quality factor of the discharge circuit of the DPG.

In the steady-state operation mode, the dependence of the current pulses in the DPG load on the time will take the form:

$$i(t) = \pm \frac{E + U_C(0)}{\omega L} \sin(\omega t) e^{-\beta t}.$$
 (15)

Fig. 5 shows the dependence of pulse currents in the DPG load on time at different values of the discharge circuit quality factor:

1 -in the absence of a capacitor in the load circuit;

 $2 - \text{at } Q = 0.25 \text{ and } C = 24 \ \mu\text{F};$ 

- $3 \text{at } Q = 0.5 \text{ and } C = 6 \ \mu\text{F};$
- $4 \text{at } Q = 1 \text{ and } C = 1.5 \ \mu\text{F};$

 $5 - \text{at } Q = 2 \text{ and } C = 0.375 \ \mu\text{F}.$ 

As can be seen from Fig. 5, the introduction of a capacitor into the discharge circuit increases the initial rate of current rise in the circuit, reduces the time the reaching its maximum, and also increases its maximum value in the range of Q from 0 to 1. An increase in the value of C leads to an increase in the maximum values of the load current pulses with a simultaneous increase in its duration. When the quality factor of the discharge circuit is higher than the critical one, the current in it changes its direction during the transient process.

From a technological point of view, the

passage of a negative half-wave of pulse currents with small amplitude in the load is undesirable, and a significant increase in their duration is also undesirable. Based on this, the optimal value of the discharge circuit quality factor should ensure the maximum average pulse power  $P_{av}$  at energy transfer to the load. If the quality factor of the discharge circuit is Q > 0.5, this power is determined by the following formula:

$$P_{av} = \frac{1}{T} R \int_{0}^{T} i^{2}(t) dt .$$
 (16)

At Q < 0.5, the transient process in the discharge circuit becomes aperiodic. Its duration tends to infinity, and the average pulse power in the load tends to zero. Therefore, in the case of aperiodic discharge, to calculate the average pulse power, it is necessary to set either a certain duration of the transient process at which the current in the discharge circuit can be considered conditionally zero, or the value of the discharge current at which the transient process can be considered conditionally completed. Since during an aperiodic transient the rate of decay of current pulses along the trailing edge will be determined by the quality factor of the discharge circuit of the DPG, it is advisable to set the current value at which the transient can be considered conditionally completed the average pulse power of such pulses.



Fig. 6 shows the approximate dependence of the average pulse power in the DPG load on the quality factor of its discharge circuit at the above-considered electrical parameters of its elements.

As can be seen, the value of the average pulse power in the DPG load is practically unchanged at the Q-factor of the discharge circuit Q < 0.5 and sharply decreases with an increase in the Q > 0.5. Decrease in the quality factor of the discharge circuit of the DPG below the critical value causes an undesirable increase in the duration of pulse currents in the load at almost unchanged value of the average pulse power, and an increase in the quality factor above the critical value leads to a sharp decrease in the average pulse power. That is why, the critical value Q = 0.5 is opti-

mal value for these schemes. In this case, the optimal value of the capacitance of the capacitor in the load circuit of the DPG is determined by the following analytical dependence:

$$C = \frac{L}{Q^2 R^2} = 0.25 \frac{L}{R^2},$$
(17)

in which the roots of the characteristic equation are  $p_1 = p_2 = -\beta$ , and the time dependence of the current in the load in the steady-state mode of operation will be as follows [15]:

$$i(t) = \pm \frac{2E}{L} t e^{-\beta t} .$$
<sup>(18)</sup>

At a critical value of the Q-factor of the discharge circuit of the DPG as follows from (18), further growth of the pulse currents is possible only with an increase in the value of the reference voltage E, since the inductance of the discharge circuit is a design value and cannot be significantly reduced, and the value of the active resistance is determined by the parameters of the technological load.

In the short-circuit mode in the spark load of the DPG (at  $R \rightarrow 0$ ), the time dependence of the current in the discharge circuit is described by the following equation:

$$i(t) = \pm \frac{2E}{\omega_0 L} \sin(\omega_0 t) = \pm \frac{2E}{\rho} \sin(\omega_0 t), \qquad (19)$$

where  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  and  $\rho = \sqrt{L/C}$  are the natural cyclic oscillation frequency and the characteristic impedance of the discharge circuit of the discharge circuit. The duration of the short-circuit current in the discharge circuit will be equal to the oscillation period, which can be determined by Thomson's formula, and its amplitude will be limited by the characteristic resistance.

**Conclusions.** The series connection of a capacitor with an electric spark load in the discharge circuit of a bipolar DPG with a capacitive electric energy storage device of high energy capacity allows:

- to use semi-controlled power SES (thyristors), which have a much higher overload capacity and do not require complex control and protection schemes instead of fully controlled semiconductor electronic switches (transistors);

- to provide "soft" switching of the power SESs. The locking of the power SESs occurs naturally when the current in the discharge circuit of the DPG decreases below the thyristor holding current in the open state (the value of which is close to zero);

- to increase (by a maximum of two times) the initial rate of current rise in the electro-spark load of bipolar DPG and significantly improve the energy performance of discharge pulse currents;

- to limit the magnitude and time of short-circuit currents in the discharge circuit of the DPG. The magnitude of short-circuit currents is limited by the value of the characteristic resistance of the discharge circuit of DPG, and their duration corresponds to the period of self-oscillations of the DPG discharge circuit in this mode of operation. At the same time, the electrical energy is not dissipated in the discharge circuit of the DPG, but is almost completely recovered to the capacitors of output of DVFs.

It is determined that the optimal value of the Q-factor of the discharge circuit of the DPG in order to ensure the maximum value of the average power at the minimum duration of pulse currents in the load under this condition is critical value Q = 0.5.

Роботу виконано за держбюджетною темою "Розробка основ теорії і методів дослідження впливу несинусоїдних напруг і струмів та виникаючих електротермодинамічних процесів на надійність і ресурс сучасних кабельних ліній електропередачі та на енергоефективність електротехнічних установок резонансного типу" (шифр: "Елрес") КПКВК 6541030.

The work was carried out on the state budget theme "Development of the foundations of the theory and methods for studying the influence of non-sinusoidal voltages and currents and emerging electrothermodynamic processes on the reliability and service life of modern cable transmission lines and on the energy efficiency of electrical installations of resonant type" (Code "Elres").

**1.** Pavlov G., Obrubov A., Vinnychenko I. Design Procedure of Static Characteristics of the Resonant Converters. IEEE 3rd Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering* (UKRCON), Lviv, Ukraine, 26-28 August 2021. Pp. 401-406. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/UKRCON53503.2021.9575698</u>.

2. Vinnychenko D.V., Nazarova N.S. Source of the stabilized discharge current in carbon-containing gases with frequency-parametric regulation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 1. Pp. 25-28. DOI: https://doi.org/10.15407/techned2019.01.025. (Ukr)

**3.** Shcherba A.A., Ivanov A.V. High-voltage electrical complex for electric-discharge processing of metal melts with increased intensity of electrical force action and mixing. *Elektronnaia Obrabotka Materialov.* 2014. Vol. 50. No 2. Pp. 108-116. (Rus)

**4.** 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 Bi0.5Sb1.5Te3 Nanoparticles With Enhanced Thermoelectric. *Nanotechnology*. 2012. Vol. 23. Pp. 415604-1–415604-7. DOI: <u>https://doi.org/10.1088/0957-4484/23/41/415604</u>.

**5.** 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: <u>https://doi.org/10.1016/j.elstat.2018.10.008</u>.

6. Ochin P., Gilchuk A.V., Monastyrsky G.E., Koval Yu.N., Shcherba A.A., Zaharchenko S.N. Martensitic Transformation in Spark Plasma Sintered Compacts of Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark Erosion Method in Cryogenic Liquids. *Materials Science Forum*. 2013. Vols. 738-739. *Trans Tech Publications*, Ltd. 2013. Pp. 451-455. DOI: <u>https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/MSF.738-739.451</u>.

7. Nguyen P.K., Sungho J., Berkowitz A.E. MnBi particles with high energy density made by spark erosion. *J. Appl. Phys.* 2014. Vol. 115. Iss. 17. Pp. 17A756-1. DOI: <u>https://doi.org/10.1063/1.4868330</u>.

**8.** Kolbasov G.Ya., Ustinov A.I., Shcherba A.A., Perekos A.Ye., Danilov M.O., Vyunova N.V., Zakharchenko S.N., Hossbah G. Application of volumetric electric-spark dispersion for the fabrication of Ti-Zr-Ni hydrogen storage alloys. *Journal of Power Sources*. 2005. Vol. 150. Pp. 276-281. DOI: <u>https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2005.02.025</u>.

**9.** 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 structural-phase conditions of its electroerosion particles. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2012. Vol. 6. No 5 (60). Pp. 66-72. (Rus).

**10**. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A., Roziskulov S.S. Regulation of output dynamic characteristics of electric discharge installations with reservoir capacitors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 3-9. DOI: <u>https://doi.org/10.15407/techned2021.03.003</u>.

11. Ivashchenko D.S., Shcherba A.A. Analysis of sequences of interrelated transient processes at stochastic changes in load resistance. *Energosberezhenie, energetika, energoaudit.* 2013. Special issue. Vol. 2. No 8 (114). Pp. 4-11. (Rus)

**12.** Ivashchenko D., Shcherba A., Suprunovska N. Analyzing Probabilistic Properties of Electrical Characteristics in the Circuits Containing Stochastic Load. Proceedings of the 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.

13. Demirchyan K.S., Nejman L.R., Korovkin N.V., Chechurin V.L. Electrical engineering theory. Vol. 2. Saint-Petersburg: Piter, 2003. 576 p. (Rus)

14. Pavlov G., Vinnichenko I., Pokrovskiy M. Estimation of Energy Efficiency of the Frequency Converter Based on the Resonant Inverter with Pulse-Density Control. 2018 IEEE 3rd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems* (IEPS), Kharkiv, Ukraine, 10-14 September 2018. Pp. 101-105. DOI: https://doi.org/10.1109/IEPS.2018.8559499.

15. Zeveke G.V., Ionkin P.A., Netushil A.V. Strakhov S.V. Fundamentals of Circuit Theory. Textbook for Universities. Moskva: Energiia, 1975. 752 p. (Rus)

УДК 621.365.51

#### ВЗАЄМОЗАЛЕЖНІ ПЕРЕХІДНІ ПРОЦЕСИ В КОЛАХ БІПОЛЯРНОГО ФОРМУВАЧА РОЗРЯДНИХ ІМПУЛЬСНИХ СТРУМІВ З R-L-C НАВАНТАЖЕННЯМ ТА ОБМЕЖЕНИМ ПОЗИТИВНИМ ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ ПО НАПРУЗІ

С.С. Розіскулов, канд. техн. наук, Д.В. Вінниченко, канд. техн. наук, Н.І. Супруновська, докт. техн. наук Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: <u>roziskulov@gmail.com</u>; <u>vdvvvs@gmail.com</u>; <u>iednat1@gmail.com</u>.

У роботі проведено аналіз взаємозалежних перехідних процесів в розрядних колах біполярного формувача розрядних імпульсів (ФРІ) з R-L-C навантаженням та обмеженим позитивним зворотнім зв'язком за напругою. Отримано аналітичну залежність величини початкової напруги на конденсаторі, послідовно з'єднаному з навантаженням, від величини добротності розрядного кола ФРІ. Визначено оптимальні електричні параметри цих кіл задля забезпечення високих динамічних та енергетичних показників імпульсних струмів в електроіскровому навантаженні. Обґрунтовано, що послідовне з'єднання конденсатора з електроіскровим навантаженням в розрядному колі біполярного ФРІ з ємнісним накопичувачем електричної енергії великої енергоємності дає змогу збільшити (максимально удвічі) початкову швидкість наростання струму в електроіскровому навантажені біполярних ФРІ та значно покращити енергетичні показники розрядних імпульсних струмів. При цьому значення струмів короткого замикання навантаження ФРІ обмежується величию характеристичного опору розрядного кола ФРІ, а час їхнього протікання відповідає періоду автоколивань розрядного кола ФРІ в цьому режимі роботи. Водночас електрична енергія не розсіюється в розрядному колі ФРІ, а майже повністю рекуперує до ФПН. Бібл. 15, рис. 6.

*Ключові слова:* перехідний процес, біполярний формувач розрядних імпульсів, розряд, імпульсний струм, зворотний зв'язок по напрузі.

Received 04.11.2024

#### **IMPROVE OF OVERHEAD POWER LINES MAGNETIC FIELD MITIGATION EFFICIENCY** BY COMBINED ACTIVE AND PASSIVE CONTOURS SHIELDING

B.I. Kuznetsov<sup>1\*</sup>, T.B. Nikitina<sup>2\*\*</sup>, I.V. Bovdui<sup>1\*\*\*</sup>, K.V. Chunikhin<sup>1\*\*\*\*</sup>, V.V. Kolomiets<sup>2\*\*\*\*\*</sup> B.B. Kobylianskiy<sup>2\*</sup>

<sup>1</sup> Anatolii Pidhornyi Institute of Mechanical Engineering Problems of the NAS of Ukraine, 2/10, Pozharskogo st., Kharkiv, 61046, Ukraine, e-mail: kuznetsov.boris.i@gmail.com.

<sup>2</sup> Educational scientific professional pedagogical Institute Ukrainian Engineering Pedagogical Academy, 9a, Nosakov str., Bakhmut, 84511, Ukraine,

e-mail: nnppiuipa@ukr.net.

Problem of improving of efficiency of overhead power lines magnetic field mitigation by combined active and passive contours shielding and reducing system sensitivity to uncertainty and changes in system parameters considered. Design of combined active and passive shielding reduced to solving the geometric inverse problem of magneto-quasi-static's based on vector game solution with vector payoff calculated based on Maxwell equations solution in a quasi-stationary approximation using COMSOL Multiphysics software. Vector game solution calculated based on particles multi-swarm optimization algorithms from Pareto optimal solutions set taking into account binary preference relations. During design of combined active and passive shielding number and spatial arrangement coordinates of active compensating windings and passive contours, as well as currents and phases in active compensating windings calculated. The computer simulation and experimental research of combined active and passive contours shielding for improving of overhead power lines magnetic field mitigation efficiency presented. References 3, figures 2.

Keywords: overhead power lines, magnetic field, combined active and passive contours shielding, computer simulation, experimental research.

Introduction. Protecting public health from the biological impact of the man-made electromagnetic field of electric power facilities has a high social significance and is an extremely relevant and important task in improving the quality and life expectancy of the population. Many residential buildings located in close proximity to high-voltage power lines (PL), so that magnetic field (MF) level significantly exceeds modern sanitary standards. Currently, research is being intensively carried out all over the world and various systems for power frequency MF active shield (AS) being implemented [1]. Passive shields (PS) have a significantly lower shielding factor (SF) than AS, therefore PS often used as a supplement to AS so that combined active and passive shield (CAPS) various design used simultaneously [2]. In works [1, 2] PL currents considered known and do not change over time, however, actual current values have daily, weekly and seasonal changes, so designed system must be robust.

The aim of this work is development of method for design of combined active and passive contours shielding means for improve of overhead power lines magnetic field mitigation and reducing system sensitivity to uncertainty and changes in system parameters

Problem statement. MF source is PL wires currents. Magnetism direct problem is MF generated by PL wires calculation. Mathematical modeling of electromagnetic field in general case comes down to solving a boundary value problem for system of Maxwell partial differential equations [1]. An intermediate position between a constant field and a rapidly changing field occupied by so-called quasi-stationary field - an electromagnetic field in which study displacement currents neglected in comparison with conduction currents. From this approximation it follows that quasi-stationary MF at any given moment in time is completely determined by distribution of electric currents at the same moment in time and found from this distribution in exactly the same way as is done in magnetostatics.

<sup>©</sup> Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Chunikhin K.V., Kolomiets V.V., Kobylianskiy B.B., 2025

ORCID: \* https://orcid.org/0000-0002-1100-095X; \*\* https://orcid.org/0000-0002-9826-1123; \*\*\* https://orcid.org/0000-0003-3508-9781; \*\*\*\* https://orcid.org/0000-0001-9822-5870;

<sup>\*\*\*\*\*</sup> https://orcid.org/0000-0002-9073-5793; \*\*\*\*\*\* https://orcid.org/0000-0003-3226-5997

<sup>©</sup> Publisher Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2025 This is an Open Access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license

https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.en

Consider MF direct problem – calculating the initial MF generated by PL. Let's set the amplitudes and phases of the power frequency currents in PL wires. Let us introduce a vector of parameters of the initial uncertainties of CAPS design problem with components of initially known inaccurately and change during system operation. Then initial MF vector calculated as the sum of MF vectors generated by all PL wires.

Now consider MF geometric inverse problem for CAPS. It is necessary to calculate the number, spatial locations and geometric dimensions of compensation windings, as well as the amplitude and phase of the currents in the compensation windings of CAPS, so that with the help of these windings a compensation MF generated opposite to original MF, generated by PL wires.

Introduce required parameters vector for the CAPS design problem with components compensation windings geometric dimensions values as well as amplitudes and phases of AS compensation windings currents [1, 2]. Then resulting MF vector calculated as sum of MF vectors generated by all Pl wires, all AS compensating windings wires and all PS contours.

**Solution method.** CAPS design problem comes down to solving a vector game in which necessary to find the minimum of payoff game vector on required parameters vector but the maximum of the same payoff game vector on uncertainty parameters vector. Payoff game vector is nonlinear vector functions of required parameters vector and of uncertainty parameters vector and calculated by COMSOL Multiphysics software.

To calculate vector game solution from Pareto-optimal solutions set multi-swarm stochastic multiagent optimization algorithm used based on particles swarm collective intelligence to globally optimal value find [3].

Based on binary preferences relationships when minimizing the induction level of the resulting MF at one point in shielding space and increasing MF level at another point in this space due to undercompensation or overcompensation of original MF, one can choose solution that minimizes the maximum MF level at all considered points of shielding space.

**Simulation results.** Consider CAPS design to increase the efficiency MF reduction generated by single-circuit PL with wires triangular arrangement in one-story old house. In CAPS design process spatial location coordinates of 16 conductors of multi-circuits PS calculated. Spatial location coordinates of AS two compensation windings, as well as the currents and phases in these AS windings also calculated. Unlike work [2] in this work spatial location coordinates of 16 contours of 16 contours of multi-circuit PS calculated as vector game solution.

The layout of PL, AS compensating windings and PS multi-circuit passive screen shown in Fig. 1.



In MF distribution characteristic areas of stress concentration at 16 conductors locations of multiloop PS. Minimum level of the resulting magnetic field in central part of the shielding space is  $0.1 \ \mu T$ .

Shielding factor (SF) calculated value in central part of shielding space is more than 10 units. CAPS makes it possible to reduce initial MF in a significantly larger area of the shielding space compared to using only AS.

**Experimental results.** Let us now consider the results of experimental studies of CAPS. In Fig. 2, *a* shown CAPS control system. In Fig. 2, *b* shown PS multi-circuit PS. In Fig. 2, *c* shown the experimentally measured initial MF and resulting MF with CAPS. MF minimum value in small shielding space with CAPS is 0.1  $\mu$ *T*. Experimentally measured SF maximum value is also more than 10 units. Comparison of the results of calculated and experimentally measured initial and resulting MF magnetic fields with CAPS differ by no more than 20 %.









**Conclusion.** For the first time the method for design of combined active and passive contours shield for improving of efficiency of overhead power lines magnetic field mitigation and reducing system sensitivity to uncertainty and changes in system parameters development.

Combined active and passive shielding design reduced to solving the geometric inverse problem of magneto-quasi-static's based on vector game solution with vector payoff calculated based on Maxwell equations solution in a quasi-stationary approximation using COMSOL Multiphysics software. Vector game solution calculated based on particles multi-swarm optimization algorithms from Pareto optimal solutions set taking into account binary preference relations.

Number and spatial arrangement coordinates of active compensating windings and passive contours, as well as currents and phases in active compensating windings calculated during design of combined active and passive shielding.

Result of computer simulation and experimental research of combined active and passive contours shielding for improving of efficiency of overhead power lines magnetic field mitigation and reducing system sensitivity to uncertainty and changes in system parameters presented.

The main advantage of using combined active-passive screen is that it can be used to reduce the level of the initial magnetic field over a much larger area of the shielding space compared to using only an active screen.

Conflict of interest. The author of the article declares no conflict of interest.

1. Bravo-Rodríguez J., Del-Pino-López J., Cruz-Romero P. A Survey on Optimization Techniques Applied to Magnetic Field Mitigation in Power Systems. *Energies*. 2019. Vol. 12. No 7. Pp. 1332–1332. DOI: <u>https://doi.org/10.3390/en12071332</u>.

2. Canova Aldo, Giaccone Luca, Cirimele Vincenzo. Active and passive shield for aerial power lines. 25th International Conference on *Electricity Distribution*, Madrid, Spain, 3–6 June 2019. Paper no°1096. Pp.1–5.

3. Hashim F.A., Hussain K., Houssein E.H., Mabrouk M.S., Al-Atabany W. Archimedes optimization algorithm: a new metaheuristic algorithm for solving optimization problems. *Applied Intelligence*. 2021. Vol. 51. Pp. 1531–1551. DOI: <u>https://doi.org/10.1007/s10489-020-01893-z</u>.

#### УДК 621.3.01

#### ПОКРАЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ОСЛАБЛЕННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ПОВІТРЯНИХ ЛІНІЙ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧІ ЗАСОБАМИ КОМБІНОВАНОГО АКТИВНОГО ТА ПАСИВНОГО КОНТУРНОГО ЕКРАНУВАННЯ

**Б.І. Кузнецов<sup>1</sup>**, докт. техн. наук, **Т.Б. Нікітіна<sup>2</sup>**, докт. техн. наук, **І.В. Бовдуй<sup>1</sup>**, канд. техн. наук, **К.В. Чуніхін<sup>1</sup>**, канд. техн. наук, **В.В. Коломієць<sup>2</sup>**, канд. техн. наук, **Б.Б. Кобилянський<sup>2</sup>**, канд. техн. наук

<sup>1</sup> Інститут проблем машинобудування ім. А. М. Підгорного НАН України, вул. Пожарського, 2/10, Харків, 61046, Україна, e-mail: <u>kuznetsov.boris.i@gmail.com</u>. <sup>2</sup> Навчально-науковий професійно-педагогічний інститут УША, вул. Носакова, 9а, Бахмут, 84511, Україна,

e-mail: <u>nnppiuipa@ukr.net</u>.

Вступ. Розглянуто проблему підвищення ефективності ослаблення магнітного поля в житлових будинках від повітряних ліній електропередачі комбінованими активними та пасивними контурними екранами. Мета. Розробка методу проектування комбінованих активних і пасивних контурних екранів задля підвишення ефективності ослаблення магнітного поля повітряних ліній електропередачі та зменшення чутливості системи до невизначеності і змін параметрів системи. Методологія. Проектування комбінованих активних і пасивних контурних екранів зводиться до розв'язання геометричної оберненої задачі магніто-квазістатики на основі рішення векторної гри з векторним виграшем, який розраховується на основі рішень рівнянь Максвелла в квазістаціонарному наближенні за допомогою програмного забезпечення COMSOL Multiphysics. Оригінальність. Рішення векторної гри розраховується на основі алгоритмів багаторойової оптимізації частинок із множини Парето-оптимальних рішень з урахуванням бінарних відношень переваг. Під час проектування комбінованого активного та пасивного контурного екрану розраховують кількість і координати просторового розташування активних компенсуючих обмоток і пасивних контурів, а також струми й фази в активних компенсуючих обмотках. Результати. Представлено комп'ютерне моделювання та експериментальне дослідження застосування комбінованого активного та пасивного контурного екрану задля підвищення ефективності ослаблення магнітного поля, яке генерується одноколовою повітряною лінією електропередачі із трикутним розташуванням проводів в одноповерховому будинку старої забудови. Під час проектування комбінованого активного та багатоконтурного пасивного екранів розраховано координати просторового розташування 16 контурів пасивного екрану та двох компенсаційних обмоток, а також струми та фази в цих обмотках активного екрану. Бібл. 3, рис. 2.

*Ключові слова*: повітряні лінії електропередачі, магнітне поле, активне та пасивне контурне екранування, комп'ютерне моделювання, експериментальні дослідження.

> Received 05.09.2024 Accepted 04.12.2024

#### DOI: https://doi.org/10.15407/techned2025.03.015

#### STUDY OF A BIDIRECTIONAL CONVERTER USING AN ASYMMETRIC INVERTER WITH A MAGNETICALLY COUPLED TWO-WINDING INDUCTOR **IN AN ENERGY STORAGE SYSTEM**

D.V. Martynov\*, Yu.V. Rudenko\*\*, V.V. Martynov\*\*\* Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Beresteiskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: d.martynov@electrotechimpulse.com.

The electromagnetic processes in a bidirectional DC-DC converter using an asymmetric inverter in a battery energy storage system to manage energy flow between sources with different voltage levels are examined. The key advantages of bidirectional converters based on the asymmetric inverter topology are identified. The first advantage is the elimination of through-currents by avoiding the combinations of serially connected active power switches during switching intervals. The second advantage is the improved dynamic performance of power switches by using the external discrete diodes instead of internal diodes in the switches, significantly reducing the energy dissipated during the reverse recovery process. The article proposes the improvement of the asymmetric inverter structure with a magnetically coupled inductor for the bidirectional DC-DC converter through the addition of an extra inductor, which eliminates undesirable circulating currents in the converter that lead to power losses. Analytical expressions are derived for calculating the current increments during switching intervals in the magnetically coupled inductor. The relationship between its inductance and the parameters of the power sources without circulating currents is determined. References 16, figures 7. Keywords: energy storage systems, bidirectional DC-DC converter, fast energy conversion, hybrid electric vehicle.

**Introduction**. The bidirectional DC-DC converters are key components in power supply and energy storage systems. The power supply systems under study, which are based on general construction principles, fundamentally differ from traditional systems because they feature the bidirectional energy flows [1]. Additionally, there is a large class of consumers requiring a regulated and stabilized DC voltage with the ability to reverse the current or voltage to ensure the efficient use of primary energy source. These consumers include electric drives (asynchronous, synchronous and brushless) and the systems that use them, such as the electric and hybrid vehicles [2].

The growing popularity of electric vehicles demands an increased attention to energy storage systems. The electric vehicles, in a traditional sense, rely on a battery as an energy source to ensure their operation. However, the autonomous battery integrated into an electric vehicle is not always sufficient to provide the necessary dynamics. For instance, to supply the initial peak power during the transient processes like starting, acceleration or sudden load changes, as well as to utilize the regenerative energy during braking, the additional energy storage system, such as a supercapacitor battery, is needed alongside with the main battery.

The most hybrid electric vehicle configurations use two energy storage devices: one with high energy capacity (the main battery) and the other device with high power and reversibility (an auxiliary supercapacitor battery). The main battery provides an extended driving range, while the auxiliary battery ensures the rapid acceleration and energy conservation during regenerative breaking [3].

The various topologies of bidirectional converters are employed to ensure the dynamic energy exchange between power sources, energy storage devices and loads. The new inverter structures, such as the dual buck inverter and the split-phase pulse width modulation (PWM) inverter have been proposed to en-

<sup>©</sup> Martynov D.V., Rudenko Yu.V., Martynov V.V., 2025

ORCID: \* https://orcid.org/0000-0002-2040-872X; \*\* https://orcid.org/0000-0003-1852-215X; \*\*\* https://orcid.org/0000-0003-2184-0394

<sup>©</sup> Publisher Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2025 This is an Open Access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license

https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.en

hance the efficiency and reliability of inverters [4, 5]. These structures are widely used in various applications due to their lack of short-circuit issues and low losses during diode reverse recovery.

The study of bidirectional DC-DC converter topologies plays a crucial role in the rapid development of the hybrid vehicle industry. Many works have focused on investigating the bidirectional converters with effective power flow management [5–9]. Additionally, the various control strategies have been explored to improve the quality of power flow. In this study, we address to the elimination of certain drawbacks associated with the using an asymmetric inverter as a high-power bidirectional DC-DC converter, particularly under challenging conditions with short conversion periods, for use in hybrid automotive power systems.

The objective of the study is to investigate the electromagnetic processes in a bidirectional DC-DC converter using an asymmetric inverter in energy storage systems, focusing on the changes in energy flow direction during dynamic transient modes. Additionally, the goal is to determine the conditions under which the circulating currents take place, as well as their magnitude, depending on the parameters of the converter and magnetically coupled inductor.

**Methods.** A well-known structure of a bidirectional converter is based on basic DC converters [1, 2], such as buck and boost converters (and their derivatives). These converters can be used independently to enable the bidirectional energy flow; however, in this case, the electromagnetic components and power switches are used inefficiently. Nevertheless, unidirectional DC-DC converters can be represented as bidirectional converters based on the half-bridge inverter topology by utilizing the built-in internal diodes of the controlled switches and the shared use of inductor. It is important to note the several drawbacks of this configuration, i.e. excessive energy losses during diode reverse recovery or failure when both switches are accidentally turned on, that can lead to device malfunction. The traditional solution to this problem is to introduce a pause in the switching interval, which partially results in a loss of duty cycle duration and limits the switching frequency. Additionally, the shared inductor, which is used for smoothing current ripple, degrades the dynamics of transient processes when the direction of energy flow changes, that is a significant disadvantage for hybrid energy systems. This reduces the amount of saved energy, for example, during the transition to regenerative braking mode [2].

One of the ways to solve the above issues is to develop a bidirectional buck-boost DC converter using an asymmetric inverter with a magnetically coupled inductor (Fig. 1) [2, 4]. The device is a single-phase inverter that contains four switches, with switches VT1 and VT2 being controllable. This converter topology allows the operation in both buck and boost modes, in both directions of energy flow. When transferring the energy from source U2 to U1, switch VT1 is controlled, while VT2 is off. When transferring the energy in the opposite direction, from source U1 to U2, the situation is reversed, with VT2 being the controlled switch.

The converter exhibits two key advantages: firstly, the through-currents are eliminated because no active power switches are connected in series in each phase leg; second, the energy dissipation during the reverse recovery of power switch is significantly reduced, as the discrete diodes, which have much better dynamic properties than the internal diodes of power switches, can be used.

The solution using the asymmetric inverter with magnetically coupled inductor effectively copes with the above problems as it eliminates the switching loss issues [4]. The halfbridge inverter topology based on the asymmetric inverter with a magnetically coupled inductor is advantageous due to its simplicity and easy control. Currently, the various modifications of this tenal ensurith different control structures have been developed.



this topology with different control strategies have been developed and studied [5–9].

Despite these advantages, the converter has some drawbacks when using a magnetically coupled inductor, especially when the voltage levels on the low-voltage and high-voltage sides differ significantly. In such cases, the circulating currents can occur in certain operating modes of the converter [2], resulting in power losses. Some studies propose the using an inductor without magnetic coupling to prevent the circulating currents [10–12], but this solution loses one of the main benefits of using the asymmetric inverter that is the fast transition dynamics between energy storage and energy release modes. Other works suggest using the opposing switching of inductor windings and complex additional filtering systems [13, 14].

It was shown in [2] that there are no circulating currents in a bidirectional converter, when the supply voltage on the low-voltage side is half of the voltage on the high-voltage side and the current in the inductor

is continuous. However, in practical energy storage systems or bidirectional converters, the voltage on the low-voltage source (battery) usually differs by more than twice than the voltage on the high-voltage side. In this case, with magnetic coupling in the inductor, the circulating currents occur. The issue of circulating currents has not yet been fully solved in this article. This work proposes a solution to minimize the circulating currents for power losses reducing and improving the overall efficiency of energy conversion.

It is known that there is no circulating current in an asymmetric inverter with non-magnetically coupled inductors [9], but this leads to slow transient processes when the direction of energy flow changes. The use of inverter structure with magnetically coupled inductors ensures a good responsiveness during changes in the direction of energy flow. However, under certain ratios of the power source parameters on the lowvoltage and high-voltage sides [2], the circulating currents can occur [14]. Thus, the strong magnetic coupling in the inductor leads to circulating currents, while non-availability of magnetic coupling prevents them. In this study, we aim to optimize the parameters of the magnetic coupling in a dual-winding inductor to maintain a good dynamic performance and minimize the circulating current.



Fig. 2

The study of the asymmetric inverter with a magnetically coupled inductor was conducted by calculating the operating modes of the converter using PSIM simulation software based on a developed model (Fig. 2) with magnetically coupled inductors, where  $L_1=L_2=30 \mu$ H, and the additional inductor ( $L_s=6 \mu$ H) was added to block the unwanted circulating currents. It is assumed that the switching elements in the converter are switched instantaneously, their on-state resistance is zero, and the active-resistance of inductor windings is also zero. In Fig. 2, the power source U2 > 2U1.

Fig. 3 presents the calculated currents  $i_1(t)$ ,  $i_2(t)$ ,  $i_3(t)$ , for the operation of bidirectional converter in discontinuous current mode.

When the energy is transferred from source U2 to source U1, the converter operates in buck mode with active transistor VT1. During the accumulation phase, while transistor VT1 is on, voltage

U2 is applied to magnetically coupled inductors  $L_1=L_2$ . Since the windings are magnetically coupled, the voltage at the connection point of inductor Ls is greater than U1, that causes the circulating current flowing through the diode of transistor VT2 and inductor winding  $L_2$ . This results in increased static losses due to the current flowing through the antiparallel diode of transistor VT2. When the transistor is turned off, the circulating current disappears (Fig. 3). Therefore, if the antiparallel diode in transistor VT2 is blocked, the circulating current would not occur. However, this would result in additional static losses in the converter.

When the energy is transferred from source U1 to source U2, the converter operates in boost mode with transistor VT2. When VT2 is turned on, the voltage from source U1 is applied to the half-winding of inductor  $L_2$ . Since the voltage across the magnetically coupled windings is less than U2, there is no circulating current. However, when VT2 is turned off (Fig. 3), the circulating current flows through diode VD1 and



the half-winding  $L_1$  of inductor, because the magnetically coupled winding induces voltage U2/2>U1 across  $L_1$ . The occurrence of circulating current  $i_1(t)$  (Fig. 3) means that not all the energy accumulated in  $L_2$  during the on state of transistor VD2 is transferred to source U2.

As shown by simulation (Fig. 4), during the operation of the inverter in boost converter mode with intermittent inductor currents, the four intervals of structural constancy can be identified (Fig. 5): the first interval occurs when transistor VT2 of the converter is on (time interval  $t_0$ - $t_1$ ) while all other switches are closed. The subsequent intervals during the off times of transistor VT2 are following: the second interval is  $t_1$ - $t_2$ , then the third interval is  $t_2$ - $t_3$ , and the fourth range is  $t_3$ -T. The availability of these three intervals during the off periods of the transistor is influenced by the magnetic coupling of the inductor windings and the voltages at power sources.



Fig. 4

This work examines the operation of converter in the mode of energy transfer from low-voltage source to high-voltage one. The equivalent circuit configurations for the time intervals of interest  $T_i$  and  $T_o$  (Fig. 4) are shown in Fig. 5, when transistor VT2 is on, and in Fig. 6 during the time interval  $T_o$  after the transistor VT2 is turned off, when the current  $i_2(t)$  goes to zero. Let us determine the parameters of equivalent circuits in which the circulating currents are not significant.



The analysis of time diagrams in Fig. 4 indicates that the waveform of the converter's state variables, i.e. currents  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  exhibits the multi-step behavior with several sequential stages of increase and decrease. Notably that current  $i_3$  even has a reversal of sign.

To analyze these processes, we will use the converter model obtained through the averaging method developed in [15, 16]. Accordingly, we will present the system of differential equations for the first two intervals, where the first equation corresponds to the equivalent circuit shown in Fig. 5, and the subsequent equations correspond to the equivalent

circuit in Fig. 6. For the second interval, we will take into account the fact that under steady-state operation, the increment in the current of inductor  $L_2$  is equal to the sum of the increments in the currents  $\Delta I_1 + \Delta I_2 = \Delta I_3$  of inductors  $L_1$  and  $L_s$ :

$$\begin{cases} L_2 \frac{\Delta I_2}{T_i} + L_s \frac{\Delta I_2}{T_i} = U_1, \\ -L_1 \frac{\Delta I_1}{T_o} + M \frac{\Delta I_2}{T_o} - L_s \frac{\Delta I_2}{T_o} = U_1, \\ U_1 + L_s \frac{\Delta I_2}{T_o} + L_2 \frac{\Delta I_2}{T_o} - M \frac{\Delta I_1}{T_o} = U_2, \\ \Delta I1 + \Delta I2 = \Delta I_2, \end{cases}$$
(1)

where  $T_i$  is the given pulse duration;  $T_o$  is the duration of the second interval;  $M = K\sqrt{L1L2}$  is the mutual inductance between inductor windings; *K* is the magnetic coupling coefficient.

By solving the system of equations for current increments and the duration of the second interval, we obtain:

$$\Delta I_{1} = -\frac{T_{i}U_{1}^{2}(L_{2}+M) + (L_{s}-M)T_{i}U_{1}U_{2}}{L_{s}^{2}U_{2} + ((U_{2}-U_{1})L_{1}-MU_{1})(L_{2}+L_{s}) + L_{2}L_{s}U_{2}},$$
(2)

$$\Delta I_2 = T_i \frac{U_1}{L_2 + L_s},\tag{3}$$

$$\Delta I_{3} = \frac{\left(L_{1} + L_{2} + 2M\right)T_{i}U_{1}^{2} - \left(M + L_{1}\right)T_{i}U_{1}U_{2}}{\left(L_{s} + L_{2}\right)\left(L_{s}U_{2} + \left(L_{1}U_{2} - MU_{1} - L_{1}U_{1}\right)\right)},$$
(4)

$$T_{o} = \frac{\left(\left(2L_{s} - M\right)M + \left(L_{1}L_{2} + L_{1}L_{s} + L_{2}L_{s}\right)\right)T_{i}U_{1}}{\left(L_{s} + L_{2}\right)\left(L_{s}U_{2} + \left(U_{2} - U_{1}\right)L_{1} - MU_{1}\right)}.$$
(5)

Considering the case close to ideal magnetic coupling between the half-windings of inductor  $M \approx L_1 = L_2 = L$ , we can find the parameter relationships, for which the current increment  $\Delta I_1$  will tend to zero within the second interval, by simplifying expression (2) as follows:

$$\Delta I_1 = -\frac{T_i U_1 \left(2LU_1 + (L_s - L)U_2\right)}{L_s^2 U_2 + (U_2 - 2U_1)L^2 + 2LL_s \left(U_2 - U_1\right)}.$$
(6)

By setting expression (6) to zero, we can determine the value of additional inductance  $L_s$  at which the increment in circulating current tends to zero:

$$L_{s} = L \frac{U_{2} - 2U_{1}}{U_{2}}.$$
(7)

Fig. 7 shows the simulation results for the bidirectional converter based on asymmetric inverter circuit with the following parameters:  $L_1=L_2=30 \mu$ H, PWM frequency of 30 kHz and power sources  $U_1=14$  V and  $U_2=38$  V. According to expression (7), the value of additional inductance is  $L_s=7,89 \mu$ H.





The simulation results show that there are no circulating currents. Despite the use of additional inductance (inductor), a high energy transfer speed is maintained when the direction of energy transfer changes Thus, the study has determined the relationship between the key parameters of the asymmetric inverter with additional inductance to prevent the circulating currents in ideal magnetically coupled two-winding inductor.

**Conclusions.** The analytical expressions have been derived for determining the parameters of the additional inductor when using the asymmetric inverter structure based on the ratio of the low-side and high-side power sources and the parameters of the two-winding power inductor with nearly ideal magnetic coupling. These findings prevent the circulating currents in converter. The simulation confirms the validity of the results obtained.

*The work was carried out within the framework of the budget program on the topic "Source-4", state registration number 0124U00039 (KΠKBK 6541030).* 

1. Zharkin A.F., Novsky V.O., Martynov V.V., Pazieiev A.G. Provision of high quality power supply in distribution networks with renewable energy sources. *Visnyk NTU KhPI. Seriia: Elektrychni mashiny ta elektromekhanichne peretvorennia enerhii.* 2019. Vol. 20(1345). Pp. 4-14. DOI: <u>https://doi.org/10.20998/2409-9295.2019.20.01</u>. (Ukr)

2. Yurchenko O.M., Martynov D.V., Martynov V.V. Research of a Bidirectional Voltage Converter for Application in Energy Storage Systems. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2023. Vyp. 65. Pp. 121-126. DOI: <u>https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.121</u>. (Ukr)

3. El Fadil H., Giri F. Sliding Mode Control of Fuel Cell and Supercapacitor Hybrid Energy Storage System. *IFAC Proceedings Volumes*. 2012. Vol. 45. No 21. Pp. 669-674. DOI: <u>https://doi.org/10.3182/20120902-4-FR-2032.00117</u>.

4. Meng Z., Wang Y.-F., Yang L., Li W. High Frequency Dual-Buck Full-Bridge Inverter Utilizing a Dual-Core MCU and Parallel Algorithm for Renewable Energy Applications. *Energies*. 2017. Vol. 10(3). 402. DOI: https://doi.org/10.3390/en10030402.

5. Akbar F., Khan U.A., Khan A.A., Ahmed H.F., Elkhateb A., Cha H., Park J.-W. Dual-Buck ThreeSwitch Leg Con-verters with Reduced Number of Passive Components. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2022. Vol. 37. No 11. Pp. 13484-13498. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3183834</u>.

6. Sun P., Liu C., Lai J.-S., Chen C.-L. Cascade Dual Buck Inverter With Phase-Shift Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2012. Vol. 27. No 4. Pp. 2067-2077. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2169282</u>.

7. Liu J., Yan Y. A Novel Hysteresis Current Controlled Dual Buck Half Bridge Inverter. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists* Conference, Acapulko, Mexico, 15-19 June 2003. Vol. 4. Pp. 1615-1620. DOI: https://doi.org/10.1109/PESC.2003.1217699.

8. Yao Z., Xiao L., Yan Y. Control Strategy for Series and Parallel Output Dual-Buck Half Bridge Inverters Based on DSP Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2008. Vol. 24. No 2. Pp. 434–444. DOI: https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2007117.

9. Yao Z., Xiao L., Yan Y. Dual-Buck Full-Bridge Inverter With Hysteresis Current Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2009. Vol. 56. No 8. Pp. 3153–3160. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2022072</u>.

10. Patarroyo-Gutierrez L.D., Hernández Gómez O.M., Jiménez López F.R. El inversor dual buck de inductor simple: control de voltaje y procedimiento para obtener su modelo matemático. *Revista EIA*. 2024. Vol. 21. No 41. Art. no. 4117. Pp.1-21. DOI: <u>https://doi.org/10.24050/reia.v21i41.1692</u>.

11. Qian H., Zhang J., Lai J.-S., Yu. W. A high-efficiency grid-tie battery energy storage system. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2011. Vol. 26. No 3. Pp. 886-896. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2096562</u>.

12. Gu B., Dominic J., Chen B., Lai J.-S. A high-efficiency single-phase bidirectional AC-DC converter with miniminized common mode voltages for battery energy storage systems. *IEEE Energy Conversion* Congress and Exposition, Denver, CO, USA, 15-19 September 2013. Pp. 5145-5149. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/ECCE.2013.6647396</u>.

13. Salmon J., Ewanchuk J., Knight A. PWM Inverters Using Split-Wound Coupled Inductors. *IEEE Industry Applications Society Annual* Meeting, Edmonton, AB, Canada, 05-09 October 2008. Pp. 1-8. DOI: https://doi.org/10.1109/08IAS.2008.299.

14. Guo S., Huang A.Q. Control and analysis of the high efficiency split phase PWM inverter. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2014), Fort Worth, TX, USA, 16-20 March 2014. Pp. 2415-2420. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/APEC.2014.6803641</u>.

15. Rudenko Yu.V. Mode of Averaging of Pulse DC Converter Model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 42-48. DOI: <u>https://doi.org/10.15407/techned2017.03.042</u>. (Rus).

16. Martynov V.V., Rudenko Yu.V. Nagruzochnye kharakteristiki asimmetrichnogo invertora s magnitosvyazannym drosselem. *Visnyk NTU KhPI*. 2017. Vol. 27 (1227). Pp. 234-237. URL: <u>https://repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/33883</u>. (Rus).

#### ДОСЛІДЖЕННЯ ДВОНАПРАВЛЕНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ВИКОРИСТАННЯМ АСИМЕТРИЧНОГО ІНВЕРТОРА З МАГНІТОЗВ'ЯЗАНИМ ДВООБМОТКОВИМ ДРОСЕЛЕМ В СИСТЕМАХ НАКОПИЧЕННЯ ЕНЕРГІЇ

Д.В. Мартинов, Ю.В. Руденко, докт. техн. наук, В.В. Мартинов, докт. техн. наук Інститут електродинаміки НАН України, пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: <u>d.martynov@electrotechimpulse.com</u>.

Розглянуто електромагнітні процеси у двонаправленому перетворювачі постійного струму під час використання асиметричного інвертора в акумуляторній системі енергонакопичення задля керування потоком енергії між джерелами з різним рівнем напруги. Визначено основні переваги двонаправлених перетворювачів на основі топології асиметричного інвертора. Перша перевага полягає у відсутності наскрізних струмів завдяки усуненню комбінацій послідовного з'єднання активних силових ключів на інтервалах комутації. Друга перевага полягає в покращенні динамічних властивостей силових ключів за рахунок використання зовнішніх дискретних діодів замість внутрішніх в силових ключах, що дає змогу значно зменшити енергію, яка розсіюється в процесі зворотного відновлення силового ключа. У роботі запропоновано шлях вдосконалення структури асиметричного інвертора з магнітопов'язаним дроселем для двонаправленого перетворювача постійного струму за допомогою додаткового дроселя, який усуває небажані циркуляційні струми у перетворювачі, що призводять до втрат потужності. Отримано аналітичні вирази для розрахунків приростів струмів на інтервалах комутації у магнітопов'язаному дроселі та визначено взаємозв'язок між його індуктивністю та параметрами джерел електроживлення, за яких циркуляційні струми відсутні. Бібл. 16, рис. 7.

*Ключові слова*: системи накопичення електроенергії, двонаправлений перетворювач постійної напруги, швидке перетворення енергії, гібридний електромобіль.

1. Жаркін А.Ф., Новський В.О., Мартинов В.В., Пазєєв А.Г. Системи накопичення енергії на основі застосування потужних двонаправлених перетворювачів. Вісник НТУ ХПИ. Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. 2019. Вип. 20 (1345). С. 4-14. DOI: <u>https://doi.org/10.20998/2409-</u> 9295.2019.20.01.

2. Юрченко О.М., Мартинов Д.В., Мартинов В.В. Дослідження двонапрямного перетворювача постійної напруги для застосування в системах накопичення енергії. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. 2023. Вип. 65. С. 121-126. DOI: <u>https://doi.org/10.15407/publishing2023.65.121</u>.

3. El Fadil H., Giri F. Sliding Mode Control of Fuel Cell and Supercapacitor Hybrid Energy Storage System. *IFAC Proceedings Volumes.* 2012. Vol. 45. No 21. Pp. 669-674. DOI: <u>https://doi.org/10.3182/20120902-4-FR-2032.00117</u>.

4. Meng Z., Wang Y.-F., Yang L., Li W. High Frequency Dual-Buck Full-Bridge Inverter Utilizing a Dual-Core MCU and Parallel Algorithm for Renewable Energy Applications. *Energies*. 2017. Vol. 10(3). 402. DOI: <u>https://doi.org/10.3390/en10030402</u>.

5. Akbar F., Khan U.A., Khan A.A., Ahmed H.F., Elkhateb A., Cha H., Park J.-W. Dual-Buck ThreeSwitch Leg Con-verters with Reduced Number of Passive Components. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2022. Vol. 37. No 11. Pp. 13484-13498. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3183834</u>.

6. Sun P., Liu C., Lai J.-S., Chen C.-L. Cascade Dual Buck Inverter With Phase-Shift Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2012. Vol. 27. No 4. Pp. 2067-2077. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2169282</u>.

7. Liu J., Yan Y. A Novel Hysteresis Current Controlled Dual Buck Half Bridge Inverter. *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists* Conference, Acapulko, Mexico, 15-19 June 2003. Vol. 4. Pp. 1615-1620. DOI: https://doi.org/10.1109/PESC.2003.1217699.

8. Yao Z., Xiao L., Yan Y. Control Strategy for Series and Parallel Output Dual-Buck Half Bridge Inverters Based on DSP Control. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2008. Vol. 24. No 2. Pp. 434–444. DOI: https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2007117.

9. Yao Z., Xiao L., Yan Y. Dual-Buck Full-Bridge Inverter With Hysteresis Current Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2009. Vol. 56. No 8. Pp. 3153–3160. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2022072</u>.

10. Patarroyo-Gutierrez L.D., Hernández Gómez O.M., Jiménez López F.R. El inversor dual buck de inductor simple: control de voltaje y procedimiento para obtener su modelo matemático. *Revista EIA*. 2024. Vol. 21. No 41. Art. no. 4117. Pp.1-21. DOI: <u>https://doi.org/10.24050/reia.v21i41.1692</u>.

11. Qian H., Zhang J., Lai J.-S., Yu. W. A high-efficiency grid-tie battery energy storage system. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2011. Vol. 26. No 3. Pp. 886-896. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2096562</u>.

12. Gu B., Dominic J., Chen B., Lai J.-S. A high-efficiency single-phase bidirectional AC-DC converter with miniminized common mode voltages for battery energy storage systems. *IEEE Energy Conversion* Congress and Exposition, Denver, CO, USA, 15-19 September 2013. Pp. 5145-5149. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/ECCE.2013.6647396</u>.

13. Salmon J., Ewanchuk J., Knight A. PWM Inverters Using Split-Wound Coupled Inductors. *IEEE Industry Applications Society Annual* Meeting, Edmonton, AB, Canada, 05-09 October 2008. Pp. 1-8. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/08IAS.2008.299</u>.

14. Guo S., Huang A.Q. Control and analysis of the high efficiency split phase PWM inverter. 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2014), Fort Worth, TX, USA, 16-20 March 2014. Pp. 2415-2420. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/APEC.2014.6803641</u>.

15. Руденко Ю.В. Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 42-48. DOI: <u>https://doi.org/10.15407/techned2017.03.042</u>.

16. Мартинов В.В., Руденко Ю.В. Навантажувальні характеристики асиметричного інвертора з магнітопов'язаним дроселем. *Вісник НТУ ХПІ*, 2017. № 27(1249). С. 234-237. URL: https://repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/33883.

> Received 26.09.2024 Accepted 20.11.2024

УДК 621.3

DOI: https://doi.org/10.15407/techned2025.03.022

#### ВРАХУВАННЯ В СЛАБКОЗВ'ЯЗАНІЙ КОЛО-ПОЛЬОВІЙ МОДЕЛІ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ВИТІСНЕННЯ НАВЕДЕНОГО СТРУМУ В КОЛІ РОТОРА

**І.В. Головань**<sup>\*</sup>, канд. техн. наук, **О.М. Попович**<sup>\*\*</sup>, докт. техн. наук **Інститут електродинаміки НАН України**, пр. Берестейській, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: <u>golovan 77@ukr.net</u>; <u>popovich1955@ukr.net</u>.

Розроблено ітераційно-параметричний метод розв'язку рівнянь слабкозв'язаної коло-польової моделі асинхронного двигуна (АД), який враховує ефект витіснення струму в роторі. Метод полягає в ітераційному розв'язанні рівнянь колової та польової математичної моделі шляхом уточнення параметрів заступної схеми АД за результатами польового аналізу та в ітераційному коригуванні розрахункового електромагнітного моменту задля врахування ефекту витіснення струму, отриманого на основі еквівалентних струмів у струмопровідних частинах ротора. Запропонований підхід дає змогу підвищити достовірність результатів моделювання електромагнітних процесів у АД в пускових режимах. Проведено верифікацію методу шляхом моделювання пускових режимів роботи АД з короткозамкненим ротором та АД з масивними феромагнітними елементами магнітопроводу, що дозволило оцінити вплив врахування ефекту витіснення струму за величиною уточнюючого моменту, яким і корегується розрахунковий електромагнітний момент колової моделі. Дослідження обгрунтувало необхідність адаптації сітки кінцевих елементів задля забезпечення точності розрахунків, коли ефект витіснення струму значно впливає на результати. Бібл. 26, табл. 1, рис. 4. Ключові слова: асинхронний двигун, ефект витіснення струму, метод, слабкозв'язана коло-польова модель.

Задля ефективності систем електромеханічного перетворення енергії потрібно застосовувати технічні рішення, які адаптовано до умов експлуатації. Це досягається застосуванням спеціалізованих конструкцій і оптимізацією їхніх конструктивних параметрів. Велика кількість механізмів потребує асинхронного електроприводу із адаптацією до інтенсивних динамічних режимів: пусків, реверсів з великими частотою або моментами інерції чи опору. У таких випадках застосовують асинхронні двигуни (АД) з частотозалежними параметрами ротора, зокрема серійну модифікацію АД – з підвищеним пусковим моментом завдяки ефекту витіснення струму з глибоких пазів ротора, а також АД з масивними феромагнітними елементами магнітопроводу (МФЕМ) ротора. Прикладами таких АД за використання спеціалізованих конструктивних схем є потужні швидкісні машини приводу

компресора, турбонасосу, нагнітачів і т.п. [1].

Ефективне оптимальне проектування АД вимагає наявності адекватного математичного забезпечення, яке враховує особливості робочих режимів і процесів. Для глибокопазових АД та АД з МФЕМ ротора це передбачає одночасне врахування насичення та ефекту витіснення струму в роторі. Найбільшу точність розрахунків можна досягти, застосовуючи польові методи аналізу, коли відомі параметри робочих режимів: струми, ковзання [2]. Проте, зазвичай ці параметри невідомі заздалегідь, тому для їхнього визначення використовують розрахунки динамічних режимів за допомогою колопольових моделей [3, 4]. Однак такий аналіз є надто тривалим для задач проектування, які вимагають великої кількості розрахунків.

Колові методи аналізу процесів у АД [5], які спираються на рівняння електричної і механічної рівноваги, а також на методики розрахунку параметрів заступної схеми (електромагнітні параметри АД) є суттєво більш швидкісними. Але їхня точність обмежена точністю методик розрахунку електромагнітних параметрів. Існуючі методики розрахунку номінальних параметрів [6–8] є достатньо ефективними для стандартних умов завдяки застосуванню напрацьованих емпіричних

<sup>©</sup> Головань І.В., Попович О.М., 2025

ORCID: \* <u>https://orcid.org//0000-0002-5250-6981;</u> \*\* <u>https://orcid.org/0000-0002-9238-5782</u> © Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2025

**СОВ** Це стаття відкритого доступу за ліцензією СС ВУ-NC-ND 4.0 https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk

уточнюючих залежностей. Застосування таких підходів за конструктивних чи режимних змін потребує додаткових обсягів фізичних експериментів. Щоб отримати більш точні розрахункові методики аналізу режимів, наприклад, глибокопазових АД, ускладнюють заступну схему АД, що супроводжується ускладненням методик визначення величини електромагнітних параметрів [9–12].

Об'єднання переваг польових методів за точністю і колових методів за швидкодією можна досягти застосуванням параметризації польових моделей [13]. При цьому, задля визначення параметрів заступної схеми за результатами польового аналізу визначаються втрати і струми у короткозамкненій обмотці ротора, потокозчеплення статора [14]. Інформація про електромагнітні параметри забезпечує визначення величини параметрів робочих режимів коловими методами з високою швидкодією. Висока точність методу (похибка в межах 1% у номінальних режимах) дещо знижується із збільшенням частоти струму ротора у пускових режимах (похибка збільшується до 5% за слабих проявах витіснення струму). Це має місце внаслідок проблем зведення розподіленого по перетину стрижня струму ротора до еквівалентного струму на його поверхні. Поверхневий ефект змінює фазу струму із глибиною пазу і ускладнює визначення його інтегральної зведеної величини. Збільшення ступеня витіснення стуму у глибокопазних АД та АД з МФЕМ ротора обмежує можливості їх дослідження за даною методикою [15].

Для цілей оптимізаційного параметричного синтезу АД інноваційних конструкцій у [16] представлено підхід до їх математичного моделювання, що ґрунтується на використанні слабкозв'язаної [17] коло-польової (СЗ КП) математичної моделі (ММ) АД. На відміну від ММ [13], реалізація якої вимагає наявності заздалегідь підготовлених табличних залежностей параметрів заступної схеми в функції режимних параметрів, особливістю даної моделі є визначення режимних параметрів (комплексні значення струмів, ковзання) та параметрів заступної схеми шляхом послідовного розв'язку рівнянь колової і польової математичної моделі (КПММ) відповідно. На відміну від КПММ, яка використовується для дослідження динамічних режимів роботи, де поточні значення невідомих функцій (миттєві значення струмів та ЕРС) визначаються на кожному кроці за часом (сильнозв'язана ММ), у ММ [15] невідомі функції (режимні параметри та параметри заступної схеми) визначаються за результатами почергового розв'язку системи рівнянь колової та польової маделі та її параметри за ступної схеми залежносться за результатами почергового розв'язку системи рівнянь колової та польової математичної видицує швидкодію алгоритмів дослідження і проектування.

Для АД з частотозалежними параметрами характерним є ефект витіснення струму в струмопроводах ротора. Тому представлення такої машини класичною ММ з двоконтурною заступною схемою, як у [13], не відповідатиме наявним фізичним процесам в ній і, як наслідок, знижуватиметься точність отриманих результатів розрахунку режиму роботи.

**Метою даної роботи** є розробка та верифікація методу врахування за слабкозв'язаною колопольовою моделлю ефекту витіснення струму в роторному колі АД з короткозамкненим ротором та АД з МФЕМ.

Отримання слабкозв'язаної коло-польової моделі із врахуванням витіснення струму в струмопроводах ротора потребує зведення розподілених струмів ротора до еквівалентного струму на його поверхні задля більш точного визначення величини електромагнітних параметрів за результатами польового аналізу. Таке зведення, на відміну від інтегрування струмів у пазу [13], потребує залучення додаткової інформації за результатами польового аналізу.

У випадку відсутності ефекту витіснення струму інтегральна величина струму в пазу ротора (яка визначає втрати) відповідає еквівалентному струму на поверхні пазу, що впливає на величину електромагнітного моменту. У цьому разі процеси електромеханічного перетворення енергії в асинхронному двигуні достатньо точно описуються за допомогою заступної схеми з однією віткою контуру ротора. Це підтверджується високою точністю результатів досліджень, виконаних за параметризованою польовою моделлю [18].

Проте у разі наявності ефекту витіснення струму змінюється його розподіл у глибину пазу ротора, що впливає на результат взаємодії струмів ротора і магнітного поля. Тому під час визначення електромагнітного моменту за допомогою заступної схеми з однією віткою контуру ротора і параметрами, які визначено за результатами польового аналізу [13] із інтегруванням струмів у пазу ротора, виникає похибка, яка зумовлена неврахуванням впливу розподілу струмів на глибині пазу. При цьому розрахований момент виявляється завищеним порівняно із значеннями за каталогом. Крім того слід зазначити, що порушується відповідність між втратами у роторі та електромагнітною потужністю [19].

За колових методів аналізу ця проблема вирішується шляхом розподілу пазу на шари, введенням паралельних віток у контурі ротора з урахуванням взаємної індуктивності між ними, а також використанням ускладнених заступних схем асинхронного двигуна [9–12, 20]. Точність таких моделей залежить від точності визначення електромагнітних параметрів ускладнених схем, що є нетривіальною задачею через припущення, зроблені у вихідних умовах методів визначення цих параметрів. Це, у свою чергу, знижує адекватність таких колових моделей.

В той же час для параметризації польових моделей АД є можливість отримання інформації про інтегральну силову дію струмів ротора, а саме електромагнітного моменту, який визначається через електромагнітну силу за результатами польового аналізу [4, 21]. Втрати у роторі за моделлю двоконтурної заступної схеми, які відповідають цьому моменту [19], будуть меншими, ніж втрати, визначені за польовим аналізом безпосередньо інтегруванням за площею пазів. Різниця цих втрат є цінною інформацією для параметризації польових моделей АД з частотозалежними параметрами ротора. Аналогічно до визначення втрат, можна розглядати відповідну зміну електромагнітного моменту, обумовлену цим же ефектом.

За слабкозв'язаною коло-польовою математичною моделлю ця зміна електромагнітного моменту відповідає різниці між моментом, визначеним коловим аналізом (із електромагнітними параметрами за [13]) через еквівалентні струми у провіднику, винесеному в повітряний проміжок, та моментом, обчисленим через електромагнітну силу польовим аналізом. Наявність інформації про зміну розрахункових втрат і моменту, зумовлених врахуванням ефекту витіснення струму, дає можливість використовувати заступну схему АД із однією віткою контуру ротора в СЗ КП моделі АД з частотозалежними параметрами ротора.

В [16] представлена СЗ КП модель АД без врахування ефекту витіснення струмів в колі ротора. Система еквівалентних рівнянь СЗ КП моделі АД відносно системи електромагнітних параметрів  $x_{ln}$ ,  $x_m$ ,  $r'_2$ ,  $x'_2$ , часового комплексу струму статора  $\dot{I}_s$  та ковзання *s* має вигляд

$$\begin{cases} par = f_1 || i_s |, s \rangle \\ | i_s | = f_2 (par, s), \\ s = f_3 (par, |i_s|) \end{cases}$$
(1)

де  $par = x_{1n}, x_m, r'_2, x'_2; x_{1n}$  – індуктивний опір розсіювання пазових частин обмотки статора.

Задля розв'язку систем рівнянь такої ММ застосовується метод послідовних наближень [22]. Він дає змогу визначити із заданою похибкою змінні (1) систем рівнянь польової та колової ММ АД за умови забезпечення збіжності ітераційного процесу.

Ітераційний процес досягнення збіжності розв'язку рівнянь колової ММ АД та рівнянь польової ММ АД можна вважати закінченим, як тільки будуть виконані нерівності

$$\left| par_{n} - par_{n-1} \right| \left/ par_{n-1} < \varepsilon_{par}; \quad \left\| \dot{I}_{s} \right\|_{n} - \left| \dot{I}_{s} \right\|_{n-1} \right| \left/ \left| \dot{I}_{s} \right\|_{n-1} < \varepsilon_{i}, \quad \left| s_{n} - s_{n-1} \right| \left| s_{n-1} \right| < \varepsilon_{s}, \quad (2)$$

де  $\varepsilon_{par}$ ,  $\varepsilon_i$ ,  $\varepsilon_s$  — відносна величина різниці між значеннями на поточному та попередньому кроках ітерації наближення до шуканих значень: електромагнітних параметрів, часового комплексу струму статора та ковзання рівнянь колової та польової ММ АД (похибка розв'язку рівнянь); *n* — номер наближення до шуканих значень електромагнітних параметрів чи часового комплексу струму статора рівнянь колової ММ АД.

Треба зазначити, що співвідношення (1) записано відносно часових комплексів струмів АД, які використовуються під час польового аналізу відносно часових комплексів характеристик поля (задача «квазістатики»). Але розв'язок колової задачі із такими змінними в умовах нелінійності електромагнітних параметрів потребує ітераційних процедур і часто стає нездійсненним внаслідок проблем збіжності ітераційного розрахунку. Таких проблем можна позбутися застосуванням колової моделі динаміки за розрахунку режиму роботи до усталеного стану [23] задля визначення величин часових комплексів (1). В роботі [24] застосована колова модель АД для системи імітаційного моделювання з урахуванням несиметрії і нелінійності у системі МАТLAB. У випадку симетрії АД застосуємо наступний вираз з визначення моменту:

$$M_{eM} = \sum_{i=1}^{V} i_{si} p M_{ik} \left( i_r^R \sin \delta_i - i_r^I \cos \delta_i \right), \tag{3}$$

де  $i_{si}$  — миттєве значення струму *i*-ї фази статора,  $i_r^R$ ,  $i_r^I$  — проекції результуючих просторових комплексів струмів ротора;  $\delta_i$  — кутове положення вісі *i*-ї фази статора в координатах основної гармоніки;  $M_{ik}$  — максимальна взаємна індуктивність за основним полем між *i*-ю фазою статора та *k*-им контуром ротора ( $1 \le k \le z_2$ , де  $z_2$  — кількість зубців ротора); p — кількість пар полюсів; V — кількість фаз статора.

За відсутності витіснення струму і у разі визначення параметрів за [14] величина такого моменту буде дорівнювати моменту, який можна розрахувати через втрати в роторі [19]

$$M_e = p_{rot} / \left( s \cdot \omega_0 / p \right), \tag{4}$$

де *p<sub>rot</sub>* – повна потужність електричних втрат в роторі; ω<sub>0</sub> – кутова швидкість поля. Втрати від подовжніх струмів в роторі на одиницю довжини визначаються за польового аналізу безпосереднью інтегруванням квадрату густини наведених струмів за площею поперечного перерізу струмопровідної частини, поділених на електропровідність.

У разі визначення втрат за польовим аналізом розрахунок електромагнітного моменту за (4) є справедливим у випадку рівномірного розподілу наведеного струму в стрижнях ротора. У випадку його витіснення момент може бути коректно розрахований за результатами аналізу електромагнітного поля шляхом інтегрування векторного добутку радіус-вектора  $\vec{r}$  і вектора сили (яка є добутком густини струму  $\vec{J}$  на магнітне поле  $\vec{B}$ ) по всій електропровідній області S, [20]

$$M_{jb} = \int_{S} \vec{r} \times \vec{J} \cdot \vec{B} dS .$$
 (5)

Різниця між моментом, визначеним за еквівалентними струмами (3), і моментом, розрахованим за результатами аналізу електромагнітного поля (5), відповідає різниці вказаних розрахункових моментів, за урахування витіснення струму

$$M_{\partial.e} = M_{eM} - M_{jb} \,. \tag{6}$$

Рівняння механічної рівноваги при дослідженні АД з ефектом витіснення струму буде мати вигляд

$$d\omega_r / dt = \left( M_{eM} - M_H - M_{\partial} - M_{mex} - M_{\partial.6} \right) / J, \qquad (7)$$

де  $M_{\mu}$  – гальмівний момент навантажувального механізму;  $M_{\partial}$  – гальмівний момент, спричинений впливом наведених струмів ротора від вищих гармонік магнітного поля;  $M_{mex}$  – гальмівний момент, спричинений механічним тертям ротора; J – момент інерції зведених до ротора рухомих частин приводу.

Задля визначення ККД корисна механічна потужність на валу АД за наявності ефекту витіснення струму розраховується з урахуванням віднімання від електромагнітного моменту, визначеного за (3), величини моменту, обумовленого ефектом витіснення струму

$$P_2 = \left(M_{eM} - M_{\partial,e}\right)\omega_r - p_{MX} - p_{\partial},\tag{8}$$

де  $p_{MX}$  – механічні втрати;  $p_{\partial}$  – додаткові втрати за вищими гармоніками магнітного поля.

Додатковий уточнюючий момент витіснення струму  $M_{\partial,s}$  розраховується на кожному кроці послідовного розв'язку систем рівнянь колової і польової ММ. Ітераційний процес досягнення збіжності розв'язку рівнянь колової ММ АД та рівнянь польової ММ АД можна вважати закінченим, як тільки будуть виконані як нерівності (2), так і

$$\left| M_{(\partial.\mathfrak{s})n} - M_{(\partial.\mathfrak{s})n-1} \right| / M_{(\partial.\mathfrak{s})n-1} < \varepsilon_{M_{\partial.\mathfrak{s}}}, \tag{9}$$

де  $\varepsilon_{M_{\partial.6}}$  – відносна величина різниці між двома сусідніми значеннями наближень до шуканого

значення уточнюючого моменту, обумовленого ефектом витіснення струму.

Закономірності зміни уточнюючого моменту, обумовленого ефектом витіснення струму, дослідимо на прикладі серійного АД з короткозамкненим ротором та АД з МФЕМ. Методологія дослідження режиму роботи за СЗ КП моделлю АД з урахуванням уточнюючого моменту, обумовленого ефектом витіснення струму, є наступною: 1) для поточних значень конструктивних і

режимних параметрів виконується польовий аналіз із визначенням моменту M<sub>ib</sub>, потокозчеплення,

інтегральних величин втрат і струмів у роторі; 2) відповідно до [16] виконується параметризація польової моделі АД; 3) покроково розв'язуються рівняння електричної і механічної рівноваги, визначаються електромагнітні параметри,  $M_{em}$  та інші режимні параметри; 4) перевірка нерівностей (2) та (9); 5) виконується наступна ітерація; 6) ітераційний розв'язок рівнянь колової та польової моделі АД припиняється у разі виконання нерівностей (2) та (9).

За результатами чисельного дослідження режимів роботи серійного АД 4А80А4УЗ було встановлено, що уточнюючий момент, який обумовлений ефектом витіснення струму ротора, практично відсутній за малих ковзаннях (ефект витіснення струмів відсутній). По мірі зростання ковзання ротора спостерігається відповідно і зростання різниці моментів за еквівалентними струмами (3) і за результатами аналізу електромагнітного поля (5). На рис. 1 можна бачити, що збіжність розв'язку рівнянь колової ММ АД та рівнянь польової ММ АД в пусковому режимі з виконанням умов (2) та (9) було досягнуто приблизно за 8 ітерацій. За значення  $M_{\partial.6}$  0.32 Н·м значення розрахункового електромагнітного моменту знижується до 15.1 Н·м (таблиця). Таким чином врахування  $M_{\partial.6}$  наближає розрахункове значення електромагнітного моменту до каталогового, яке становить 14.8 Н·м.



Слід зауважити, що точність визначення величини  $M_{\partial . B}$  залежить від точності визначення електромагнітного моменту  $M_{jb}$ , що пов'язано з високою чутливістю польової моделі до щільності та розподілу скінченних елементів.

Параметри пускового	АД з КЗК (4А80А4У3)		АД з МФЕМ (АО2-81-2)	
режиму	дані за каталогом	дані за чисельним експериментом	дані фізичного експерименту	дані за чисельного експерименту
$M_{\partial.e}$ ,Н'м (% від $M_{eM}$ )	-	0.32 (2)	-	36(14)
$M_n$ ,Н $\cdot$ м	14.8	15.1	177	220
$\left \dot{I}_{s}\right ,$ A	13.7	13.5	353	380

З метою підвищення точності визначення величини  $M_{\partial, B}$  подрібнювалась сітка скінчених елементів, але нерівномірно: задля зменшення витрат машинної пам'яті засобами системи Comsol Multiphisics здійснювалася адаптація сітки під час обчислень шляхом автоматичної зміни щільності скінчених елементів у тих зонах моделі, де спостерігалися великі градієнти величин електромагнітних характеристик. Відсутність зміни величини значення  $M_{jb}$  спостерігалася за три етапи розрахунку на адаптованій сітці.

На рис. 2. можна спостерігати отриману у середовищі Comsol Multiphisics картину адаптованої сітки скінченних елементів для пускового режиму АД 4А80А4УЗ з щільністю сітки польової моделі "Number of degrees of freedom solved for: 520916".

Як відомо, ефект витіснення струмів у порівнянні з серійною машиною значно більший у АД з МФЕМ.



реалізації Як приклад для чисельного дослідження було вибрано АД із зубчатим масивним феромагнітним ротором i мідними коротко замикаючими кільцями на базі серійної машини АО2-81-2. Геометрія зубцевої зони –  $z_2=24$ ,  $h_{II} \times b_{II}=42 \times 4$  мм. Геометричні розміри кільця b<sub>п</sub>×h<sub>п</sub>=35×25 мм. Матеріал масивного ротора сталь СтЗ з електричною провідністю  $\gamma = 5e^6$  S/m. Пусковий момент  $M_n$  за фізичним експериментом становить  $M_n = 177$  Н·м, значення пускового струму статора  $|\dot{I}_s|$  =353A [25].

На рис. 3 наведений процес збіжності за струмом статора та моменту, обумовленого ефектом витіснення струму.



На рис. 4. можна спостерігати картину адаптованої сітки скінченних елементів для пускового



Рис. 4

режиму даного АД з щільністю сітки польової моделі "Number of degrees of freedom solved for: 589446".

Уточнюючий момент, що обумовлений ефектом витіснення струму  $M_{\partial.e}$ , становить близько 36 Н·м (таблиця). Збіжність розв'язку рівнянь колової та польової MM АД в пусковому режимі досягнуто приблизно за 6 ітерацій. Результуючий момент двигуна  $M_n$  за результатами чисельного експерименту з урахуванням  $M_{\partial.e}$ ,  $M_{\partial}$  [26] становить 220 Н·м. Різниця моментів у 43 Н·м пов'язана як з наближеним визначенням моменту за результатами фізичного експерименту, так і з не врахуванням в польовому аналізі вищих просторових гармонічних складових намагнічуючої сили [14]. Висновки. У роботі розроблено ітераційно-параметричний метод розв'язку рівнянь СЗ КП моделі АД, який враховує ефект витіснення струму в роторі. Метод полягає в ітераційному розв'язанні рівнянь колової та польової математичної моделі шляхом уточнення параметрів заступної схеми АД та в ітераційному коригуванні розрахункового електромагнітного моменту за коловою моделлю задля врахування ефекту витіснення струму.

Застосування розроблених засобів уточненого аналізу параметрів робочих режимів АД в умовах прояву ефекту витіснення струму у роторі забезпечує наближення розрахункових даних до експериментальних, що підтверджується результатами моделювання АД з КЗ ротором і МФЕМ.

За реалізації такого підходу є потреба в ущільненні сітки скінченних елементів, що призводить до значного збільшення часу розрахунку кожної точки квазісталого режиму роботи АД. Так, за Number of degrees of freedom solved for: 113606 розв'язок задачі з розрахунку пускового режиму АД з масивним феромагнітним ротором на комп'ютері з процесором Reizen 5 тривав близько 20 хв реального часу, що відповідало 6 ітераціям та 24 с модельного часу. За Number of degrees of freedom solved for: 589446 розв'язок даної задачі, але вже з урахування ефекту витіснення наведених струмів, тривав близько 240 хв реального часу. Тому, наприклад, у разі реалізації оптимізаційного параметричного синтезу АД такий підхід до врахування ефекту витіснення наведених струмів рекомендується під час уточнення отриманих результатів синтезу, що передбачатиме проведення обмеженої кількості додаткових розрахунків.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Наукові засади та засоби комплексного проектного синтезу інтегрованих асинхронних машин систем генерування, накопичення і використання енергії відновлюваних джерел підвищеної ефективності» (шифр «АСЕЛМА-В»), державний реєстраційний номер 0123U100710, КПКВК 6541030.

- Pyrhonen J., Nerg J., Kurronen P., Lauber U. High-Speed High-Output Solid-Rotor Induction-Motor Technology for Gas Compression. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010. Vol. 57. No 1. Pp. 272-280. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2021595</u>.
- 2. Bastos J.P.A., Sadowski N. Electromagnetic Modeling by Finite Element Method. Marcel Dekker: New York, NY, USA, 2003. 510 p. DOI: <u>https://doi.org/10.1201/9780203911174</u>.
- Vassent E., Meunier G., Foggia A. Simulation of induction machines using complex magnetodynamic finite element method coupled with the circuit equations. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1991. Vol. 27. No 5. Pp. 4246-4249. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/20.105039</u>.
- 4. Васьковський Ю.М. Польовий аналіз електричних машин. К.: НТУУ "КПІІ", 2007. 192 с.
- 5. Pyrhonen J., Jokinen T., Hrabovcova V.P. Design of Rotating Electrical Machines. John Wiley & Sons: Hoboken, 2014. 616 p.
- Carlos A.C. Wengerkievicz, Ricardo de A. Elias, Nelson J. Batistela, Nelson Sadowski, Patrick Kuo-Peng. Estimation of Three-Phase Induction Motor Equivalent Circuit Parameters from Manufacturer Catalog Data. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*. 2017. Vol. 16. No 1. DOI: https://doi.org/10.1590/2179-10742017v16i1873.
- 7. Копылов И.П., Клоков Б.К., Морозкин В.П., Токарев Б.Ф. Проектирование электрических машин. М.: Юрайт, 2011. 767 с.
- Ali W.H., Abood S.J., Sadiku M.N.O. Fundamentals of Electric Machines, CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2019. 410 p. DOI: <u>https://doi.org/10.1201/9780429290619</u>.
- 9. Levy W., Landy C.F., McCulloch M.D. An accurate model for the simulation of the deep bar effect in induction motors. *Transactions of the South African Institute of Electrical Engineers*. 1990. Vol. 81. No 1. Pp. 38-44.
- Deleanu S., Ng G., Iordache M., Galan N., Stănculescu M., Cazacu E. Operation analysis of a three-phase induction motor with deep rotor bars and variable parameters. International Conference and Exposition on *Electrical And Power Engineering (EPE)*, Iasi, Romania, 20-22 October 2022. Pp. 161-166. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/EPE56121.2022.9959822</u>.
- 11. Rahimpour E., Rashtchi V., Pesaran M. Parameter identification of deep-bar induction motors using genetic algorithm. *Electrical Engineering*. 2007. Vol. 89. Pp. 547-552. DOI: <u>https://doi.org/10.1007/s00202-006-0039-x</u>.
- Staszak J. Solid-Rotor Induction Motor Modeling Based on Circuit Model Utilizing Fractional-Order Derivatives. *Energies*. 2022. Vol. 15(17). Pp. 1-16. DOI: <u>https://doi.org/10.3390/en15176371</u>.
- 13. Попович О.М., Головань І.В. Уточнення аналізу режимів роботи асинхронних двигунів у складі електромеханотронних систем еквівалентуванням їх польових моделей коловими. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 5. С. 113-115.
- 14. Попович О.М., Головань І.В. Визначення параметрів заступної схеми асинхронного двигуна та їх нелінійних залежностей за результатами польового аналізу. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2012. Вип. 31. С. 38-48.

- 15. Popovych O.M., Golovan I.V. Study of starting regimes of induction motors using equivalent parameters of quasi-3d field model. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 1. С. 34-37. DOI: <u>https://doi.org/10.15407/techned2019.01.034</u>.
- 16. Golovan I., Popovych O. Circuits-Field Aproach to Mathematical Modeling of Induction Motors for the Purposes of Optimal Design. IEEE 5th International Conference on *Modern Electrical and Energy System* (*MEES*), Kremenchuk, Ukraine, 27-30 September 2023. Pp. 1-4. DOI: https://doi.org/10.1109/MEES61502.2023.10402409.
- 17. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Мультифизическое моделирование в электротехнике. К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2015. 305 с.
- 18. Golovan I.V. The parametrazation method of generalized induction motor using the field analysis for design. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 5. С. 49-53. DOI: <u>https://doi.org/10.15407/techned2019.05.049</u>.
- 19. Вольдек А.И. Электрические машины. Учебник для студентов высш. техн. учебн. заведений. Л.: Энергия, 1978. 832 с.
- Repo A.-K., Niemenmaa A., Arkkio A. Estimating circuit models for a deep-bar induction motor using time harmonic finite element analysis. International Conference *in Electrical Machines*, Crete, Greece, September 2006. No 614. Pp. 105-112.
- 21. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. Т. 1. М.: Издательство МЭИ, 2004. 656с.
- 22. Задачин В.М., Конюшенко І.Г. Чисельні методи : навчальний посібник. Х.: Вид. ХНЕУ ім. С. Кузнеця, 2014. 180 с.
- Malyar V.S., Hamola O.Ye., Maday V.S. Modelling of dynamic modes of an induction electric drive at periodic load. *Electrical engineering & electromechanics*. 2020. No 3. Pp. 9-14. DOI: <u>https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.3.02</u>.
- 24. Попович О.М. Математична модель для дослідження режимів асинхронних машин електромеханотронних систем. Праці Ін-ту електродинаміки НАН України. 2010. Вип. 25. С. 89-97.
- 25. Лищенко А.И., Лесник В.А., Фаренюк А.П., Дружинин О.Б. Экспериментальное исследование робочих и пускових характеристик асинхронних двигателей с массивным ферромагнитным ротором. Препринт-436. Киев: ИЭД АН УССР, 1985. 31с.
- 26. Головань І.В. Визначення втрат, обумовлених вищими гармоніками електромагнітного поля в асинхронному двигуні. Праці Ін-ту електродинаміки НАН України. 2016. Вип. 44. С.82-88.

# CONSIDERATION OF THE INDUCED CURRENT DISPLACEMENT IN THE ROTOR CIRCUIT IN A WEAKLY COUPLED CIRCUIT-FIELD MODEL OF AN INDUCTION MOTOR

I.V. Golovan, O.M. Popovych

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Beresteiskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: popovich1955@ukr.net; golovan 77@ukr.net.

The paper presents an iterative-parametric method for solving the equations of a weakly coupled circuit-field model of an induction motor (IM), which takes into account the effect of current displacement in the rotor. The method involves iterative solving of the equations of the circuit and field mathematical models by refining the parameters of the IM's equivalent circuit and iteratively adjusting the calculated electromagnetic torque to account for the current displacement effect, based on equivalent currents in the conductive parts of the rotor. This approach enhances the accuracy of modeling electromagnetic processes in IMs during start-up modes. The method was verified through the simulation of start-up modes for IMs with a squirrel-cage rotor and IMs with massive ferromagnetic elements in the magnetic core, allowing for the evaluation of the impact of current displacement on the correction torque, which is used to adjust the calculated electromagnetic torque of the circuit model. The study also justified the need for adapting the finite element mesh to ensure calculation accuracy when the current displacement effect significantly influences the results. References 26, table 1, figures 4.

Key words: induction motor, current displacement effect, method, weakly coupled circuit-field model.

- Pyrhonen J., Nerg J., Kurronen P., Lauber U. High-Speed High-Output Solid-Rotor Induction-Motor Technology for Gas Compression. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010. Vol. 57. No 1. Pp. 272-280. DOI: https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2021595.
- Bastos J.P.A., Sadowski N. Electromagnetic Modeling by Finite Element Method. Marcel Dekker: New York, NY, USA, 2003. 510 p. DOI: <u>https://doi.org/10.1201/9780203911174</u>.
- Vassent E., Meunier G., Foggia A. Simulation of induction machines using complex magnetodynamic finite element method coupled with the circuit equations. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1991. Vol. 27. No 5. Pp. 4246-4249. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/20.105039</u>

- 4. Vaskovsky Yu.M. Field Analysis of Electric Machines. Kyiv: NTUU KPI, 2007. 192 p.(Ukr)
- 5. Pyrhonen J., Jokinen T., Hrabovcova V.P. Design of Rotating Electrical Machines. John Wiley & Sons: Hoboken, 2014. 616 p.
- Carlos A.C. Wengerkievicz, Ricardo de A. Elias, Nelson J. Batistela, Nelson Sadowski, Patrick Kuo-Peng. Estimation of Three-Phase Induction Motor Equivalent Circuit Parameters from Manufacturer Catalog Data. *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications*. 2017. Vol. 16. No 1. DOI: <u>https://doi.org/10.1590/2179-10742017v16i1873</u>.
- Kopylov I.P., Klokov B.K., Moroxkin V.P., Tokarev B.F. Design of Electric Machines. Moskva: Yurait, 2011. 767 p. (Rus)
- Ali W.H., Abood S.J., Sadiku M.N.O. Fundamentals of Electric Machines, CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2019. 410 p. DOI: <u>https://doi.org/10.1201/9780429290619</u>.
- 9. Levy W., Landy C.F., McCulloch M.D. An accurate model for the simulation of the deep bar effect in induction motors. *Transactions of the South African Institute of Electrical Engineers*. 1990. Vol. 81. No 1. Pp. 38-44.
- 10. Deleanu S., Ng G., Iordache M., Galan N., Stănculescu M., Cazacu E. Operation analysis of a three-phase induction motor with deep rotor bars and variable parameters. International Conference and Exposition on *Electrical And Power Engineering (EPE)*, Iasi, Romania, 20-22 October 2022. Pp. 161-166. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/EPE56121.2022.9959822</u>.
- Rahimpour E., Rashtchi V., Pesaran M. Parameter identification of deep-bar induction motors using genetic algorithm. *Electrical Engineering*. 2007. Vol. 89. Pp. 547-552. DOI: <u>https://doi.org/10.1007/s00202-006-0039-x</u>.
- Staszak J. Solid-Rotor Induction Motor Modeling Based on Circuit Model Utilizing Fractional-Order Derivatives. *Energies*. 2022. Vol. 15(17). Pp. 1-16. DOI: <u>https://doi.org/10.3390/en15176371</u>.
- 13. Popovych, O.M., Holovan, I.V. Refinement of the analysis of operating modes of induction motors in electromechatronic systems by equivalenting their field models with circuit models. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2014. No 5. Pp. 113-115. (Ukr)
- 14. Popovych, O.M., Holovan, I.V. Determination of the parameters of the induction motor equivalent circuit and their nonlinear dependencies based on field analysis results. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2012. Vyp. 31. Pp. 38-48. (Ukr)
- Popovych O.M., Golovan I.V. Study of starting regimes of induction motors using equivalent parameters of quasi-3d field model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 1. Pp. 34-37. DOI: https://doi.org/10.15407/techned2019.01.034.
- 16. Golovan I., Popovych O. Circuits-Field Aproach to Mathematical Modeling of Induction Motors for the Purposes of Optimal Design. IEEE 5th International Conference on *Modern Electrical and Energy System* (*MEES*), Kremenchuk, Ukraine, 27-30 September 2023. Pp. 1-4. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/MEES61502.2023.10402409</u>.
- 17. Podoltsev A.D., Kucheriavaia I.N. *Multiphysical Modeling in Electrical Engineering. Monograph.* Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2015. 305 p. (Rus)
- Golovan I.V. The parametrazation method of generalized induction motor using the field analysis for design. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 49-53. DOI: <u>https://doi.org/10.15407/techned2019.05.049</u>.
- 19. Voldek A.I. Electric Machines. Textbook for Students of Higher Technical Educational Institutions. Leningrad: Energiia, 1978. 832 p. (Rus)
- Repo A.-K., Niemenmaa A., Arkkio A. Estimating circuit models for a deep-bar induction motor using time harmonic finite element analysis. International Conference *in Electrical Machines*, Crete, Greece, September 2006. No 614. Pp. 105-112.
- Ivanov-Smolenksy A.V. Electric Machines. Vol. 1: Textbook for Universities. Moskva: MEI Publishing House, 2004. 656 p. (Rus)
- 22. Zadachyn V.M., Koniushenko I.H. Numerical Methods: Textbook. Kharkiv: S. Kuznets KhNEU Publishing, 2014. 180 p. (Ukr)
- Malyar V.S., Hamola O.Ye., Maday V.S. Modelling of dynamic modes of an induction electric drive at periodic load. *Electrical engineering & electromechanics*. 2020. No 3. Pp. 9-14. DOI: <u>https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.3.02</u>.
- 24. Popovych, O.M. Mathematical Model for the Study of Operating Modes of Induction Machines in Electromechatronic Systems. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2010. Vyp. 25. Pp. 89-97. (Ukr)
- 25. Lishchenko A.I., Lesnyk V.A., Farenyuk A.P., Druzhynin O.B. Experimental Study of Operating and Starting Characteristics of Induction Motors with a Massive Ferromagnetic Rotor. Preprint-436. Kyiv: Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of the Ukrainian SSR, 1985. 31 p. (Rus)
- 26. Holovan I.V. Determination of Losses Caused by Higher Harmonics of the Electromagnetic Field in an Induction Motor. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2016. Vyp. 44. Pp. 82-88. (Ukr)

Надійшла 28.10.2024 Остаточний варіант 27.12.2024

#### TORQUE OF A SLOTLESS AXIAL-FLUX PERMANENT MAGNET TORQUE MOTOR WITH SOLID SLITTED STATOR YOKE

#### I.S. Petukhov\*, V.G. Kireyev\*\*, K.P. Akinin\*\*\*, Ye.V. Isaiev Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Beresteiskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: igor petu@ukr.net.

A three-phase slotless torque motor of axial structure with permanent magnets and a solid stator core is considered. The effect of the circular slits in the core, that prevent the flow of eddy currents, is investigated. It is noted that the magnetic field of the stator winding has a minimum effect on the field created by permanent magnets and it can be neglected. Two stages of the study are defined: the first stage is the determination of the maximum torque in a static state, and the second stage is the determination of losses from motional eddy currents during the movement of the stator core relative to the rotor. The field problem is solved using the software "COMSOL Multiphysics". A smooth analytical function is used to approximate the magnetization curve of core steel. It is demonstrated by simulation of the physical model that the application of four slits can reduce the torque loss approximately by a factor of 4 or increase likewise the maximum rotational speed of the rotor. References 8, figures 9, table 1.

Keywords: torque motor, permanent magnets, solid stator core, slitted core.

Introduction. A torque motor (TM) is an electric synchronous or DC machine, the mode of operation of which is low rotational frequency, turning at a definite angle and stalling for a certain time providing the nominal value of the torque on the shaft. A decrease in rotational speed can be realized by using a gear reducer. In any case, ensuring a static mode with the creation of a nominal shaft torque during the given period requires the design of an electric machine for exactly such a mode, regardless of available or nonavailable reduction gear. The TM functionality is often limited to angle of rotation with less than a single revolution. In such a case, the TM is referred to as an "actuator" [1, 2].

With the advent of permanent magnets (PM) based on samarium and, especially, neodymium, the interest in the use of small direct-action slotless electric drives has increased. Although the slotless design has slightly lower weight-and-size indicators compared to the traditional slotted design [3], it is technologically simple and, very importantly, has less torque ripple. For slotless electric machines, it is not necessary to follow the pole ratio, which is essential for slotted machines with laminated stator cores [4]. In many cases, the requirements for the simplicity of the design and its cheapness are decisive factors. This applies to the release of a large series of devices under the conditions of low manufacturing costs, or the creation of a small quantity of devices under the conditions of rapid production preparation.

In some applications, the axial-flux PM motor (AFPMM) exhibits better weight-to-size ratios than traditional radial-flux PM motors [5]. AFPMM can conveniently accommodate a fairly large number of poles. Therefore, they are well accepted for low-speed applications. In some cases, the high moment of inertia becomes useful for applications where AFPMM also combines the properties of a flywheel. The small frequency of rotation, and, accordingly, the small frequency of the magnetic field in the magnetic core of TM causes the moderate losses in steel from eddy currents. Taking this fact into account makes it possible to manufacture the stator magnetic core (actually a yoke, since a slotless design is being considered) without using the traditional for industrial frequency laminated structure. In this approach, the yoke is made solid from of cheap steel, and the thin annular through-slits are made to reduce the influence of eddy currents [6]. However, there is a problem with the effectiveness of this method depending on the number and location of the slits [6]. That is, it is necessary to determine the permissible reduction of the torque and the corresponding range of rotational speed for the specified load torque of the electric drive.

<sup>©</sup> Petukhov I.S., Kireyev V.G., Akinin K.P., Isaiev Ye.V., 2025

ORCID: \* https://orcid.org/0000-0003-1416-1174; \*\* https://orcid.org/0000-0002-9407-1074; \*\*\* https://orcid.org/0000-0002-7830-2311

<sup>©</sup> Publisher Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2025 This is an Open Access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license

https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.en

Thus, the paper's purpose is to study the influence of the annular slits and their location in solid stator yoke on the torque value of the slotless axial-flux PM motor.



Motor structure. The study of TM with radial structure was carried out in [1]. The technical applications with direct drive often require minimization of the axial dimension of the device. In this case, the advantages of AFPMM play a decisive role when choosing this type of machine. Fig. 1 presents the design of a 24-pole AFPMM and the fragment representing a pole pitch with phase coils (yellow -A, green -B, red -C). The geometric dimensions of the active zone and some parameters of the motor's physical model are given in Table. It should be noted that such a winding design is not optimal from the point of view of coil manufacturing technology with such a large number of poles, but it provides the maximum torque value. Following the concept of [6], let us consider the annular slits in the stator magnetic core, which consists

only of the yoke (Fig. 1). To ensure the strength of the structure, the slits cannot be extended over the entire circumference. Similar to the solution in the paper [6], the "bridges" in adjacent slits are located with a symmetrical displacement (Fig. 2).



Fig. 2. Stator core with four slits

Since the influence of the winding on the distribution of the magnetic field in the stator magnetic core is small compared to the field of PM, it can be neglected when calculating the losses from eddy currents in the stator core. Due to the large non-magnetic gap between the magnetic cores of the stator and rotor, the eddy currents from the magnetic field pulsations in the rotor and PM can also be neglected. Note that the specified rotor speed of the motor (Table) should not exceed 3.5 rad/s. Accordingly, the frequency of the supply current can be up to 6.7 Hz (the angular frequency  $\omega$  is up to 42 rad/s). Then the study can be divided into two stages. The first stage is the calculation of the maximum torque with the rotor stopped. In the solid stator

core is calculated ignoring the currents in the winding.

**Mathematical model and software.** The formulation of the field problem is based on the following assumptions:

• neglecting the "bridges" in the stator core that interrupt the slits;

• neglecting the the influence of winding currents on the magnetic state of the stator core;

• neglecting the eddy current losses in the PM and rotor core;

• the maximum torque does not depend on the combination of the supplied stator phases.

The determination of the maximum torque with the rotor stopped corresponds to the magnetostatic problem. The torque can be determined by calculating the Maxwell stress tensor  $\tau_M$  or by integrating the Lorentz force  $F_L$  over the relevant domains. The Maxwell tensor is expressed in terms of the vectors of the magnetic field strength H and magnetic flux density B using the expression [7]:

Parameter	Value	Value/τ
Pole pairs, <i>p</i>	12	-
External diameter, $D_a$ (mm)	340	10
Internal diameter, $D_i$ (mm)	180	5.3
Middle pole pitch, $\tau$ (mm)	34	1
Cores width, $L_z$ (mm)	80	2.35
Height of stator yoke, $h_{ys}$ (mm)	8	0.24
Winding thickness, $h_w$ (mm)	5	0.147
Effective air gap, $h_w + \delta$ (mm)	5.5	0.162
Magnet height, $h_m$ (mm)	6	0.18
Angular magnet width, $\alpha_m$ (°)	140	-
Height of rotor yoke, $h_{yr}$ (mm)	10	0.24
Current density, $J_w$ (A/mm <sup>2</sup> )	5	-
Permanent flux density, $B_r(T)$	1,3	-
Rated angular velocity, $\omega_R$ (rad/s)	3.5	-

$$\mathbf{n}\tau_{M} = -1/2\mathbf{n}\left(\mathbf{H}\cdot\mathbf{B}\right) + (\mathbf{n}\cdot\mathbf{H})\mathbf{B}^{T},\tag{1}$$

where *n* is the normal to the surface of the body on which the force acts,  $(\cdot)^T$  is the transposition symbol.

The torque T is calculated by integrating the tensor (1) over the surface  $\Omega$  covering the stator or rotor:

$$\mathbf{T} = \oint_{\partial \Omega} (\mathbf{r} - \mathbf{r}_0) \times (\mathbf{n} \,\tau_M) dS \,, \tag{2}$$

where  $\partial \Omega$  is a surface enclosing the domain  $\Omega$ ; **r** is the radius-vector of an arbitrary point; **r**<sub>0</sub> is the radius vector of the point on the axis of rotation.

Let us assume that the axis of rotation coincides with the *z*-axis. Then the projection of the torque on the axis of rotation is

$$T_z = \mathbf{e}_z \cdot \mathbf{T} \,. \tag{3}$$

The Lorentz force  $\mathbf{F}_L$  is calculated in domains with current as the vector product of the current density vector  $\mathbf{J}$  and the magnetic flux density vector  $\mathbf{B}$ :

$$\mathbf{F}_{L} = \mathbf{J} \times \mathbf{B} \ . \tag{4}$$

The torque in this case is determined as the integral over the winding area  $\Omega_{w}$ :

$$T_{z} = \int_{\Omega_{W}} (\mathbf{r} / |\mathbf{r}|) \times \mathbf{e}_{\varphi} F_{L\varphi} \mathbf{e}_{z} d\Omega , \qquad (5)$$

where  $\mathbf{e}_{\varphi}$  and  $\mathbf{e}_{z}$  are the unit vectors of the cylindrical coordinate system ( $r, \varphi, z$ ).



Fig. 3. Modelling domain for solving the magnetostatic boundary value problem, boundaries with antiperiodic conditions

#### A. First Stage. Magnetostatic Field.

Expressions (1) - (4), as well as the expression for the component of the Lorentz force included in expression (5) are implemented in the corresponding interfaces of the «COMSOL Multiphysics» software package, which was used for modelling. The first stage corresponds to a magnetostatic problem with external currents in the winding phases. This problem is formulated with respect to the magnetic vector potential **A** in the interface «Magnetic Fields». The computational domain for the first stage

of modelling is shown in Fig. 3. Since due to symmetry only one pole pitch can be considered, the boundary conditions on the lateral boundaries (corresponding to the axial sections) satisfy the antiperiodic condition (Fig. 3). The conditions of magnetic insulation are set on the remaining boundaries:

$$\times \mathbf{A} = 0$$
.

(6)

Since a three-phase power supply from the inverter is considered, the current always flows through two phases. Therefore, the maximum torque can be achieved with different phase combinations. But such maximums differ very slightly. Based on the above assumption, we will consider the average torque. Thus, according to computation by solving the magnetostatic problem the



Fig. 4. Magnetic flux density (norm) in the middle cross section and current flow in phases A, C

maximum torque for this motor is 50 N·m. Fig. 4 shows the distribution of magnetic flux density and the direction of the current density of phases A and C in the cross-section corresponding to the average radius of the magnetic core.

#### B. Second Stage. Magnetic and Electric Field.

In the second stage, as said previously, the winding is disregarded in the analysis. Then the simple form of the stator core allows us to consider the movement of the stator relative to the rotor. The braking torque can be calculated by dividing the losses from eddy currents  $Q_{rh}$ , caused by the movement of the conductive medium in the magnetic field, by the angular frequency  $\omega_{R}$ :

$$T_{Q} = Q_{rh} / \omega_{R} \,. \tag{7}$$

The «Magnetic and Electric Fields» interface was used to solve the problem. In this interface, the threedimensional boundary value problem is formulated with respect to the magnetic vector potential A and the electric scalar potential V. As noted above, the influence of the windings on the magnetic field distribution can be neglected. Thus, the modelling area can be considered to consist only of the yokes and the PM, as shown in Fig. 5. It shows the stator yoke segment, divided by four irregular spaced slits. The distance between the slits decreases as the distance from the axis increases to compensate for the increase in torque of a segment. The antiperiodic boundary conditions are the same as in the first stage (Fig. 3).

An important factor for the solution convergence is the smoothness of the steel magnetization curve. One of the magnetization models provided in the COMSOL software is



Fig. 5. Domain for simulation of eddy current losses in stator core and central cross section of magnetic core

the assignment of relative magnetic permeability. To ensure the smoothness, the dependence of magnetic permeability on the flux density norm was specified as a fractional rational positive function:

$$\mu(|\mathbf{B}|) = 1 + \mu_{\max} / \left[ 1 + \left( |\mathbf{B}| / B_s \right)^m \right], \tag{8}$$

where  $\mu_{max}$  is the initial relative magnetic permeability of steel,  $B_S$  and m are the coefficients with the corresponding units of measurement. The graph of the dependence  $H = B/\mu(B)$  according to (8) and the approximation error from the catalogue data are shown in Fig. 6 for the values  $\mu_{max} = 950$ ;  $B_S = 1.4$ ; m = 6.6. Note that the accuracy of the approximation is critical at high field intensities. The magnetic permeability in this range is significantly reduced. Therefore, the small errors in determining the magnetic permeability in the range of high magnetic flux density lead to significant errors in the torque evaluation.



Fig. 6. Magnetization curve and approximation error

When modeling the eddy currents in a ferromagnetic conducting medium, it is important to make the mesh thinner towards the surface through which the field penetrates. This is necessary for accuratemodeling of skin effect. An adequate mesh also contributes to better solution convergence in COM-SOL solver. To ensure an acceptable accuracy of field calculation (about 1%), the "field penetration depth"  $\delta$  should include up to 3 first-order grid elements [8]. In this case, the "field penetration depth" of an unsaturated medium for structural steel with electrical conductivity  $\sigma \approx 10^{-7}$  S/m is

$$\frac{\delta = \sqrt{2} / \mu \sigma \omega}{\sqrt{2 / (950 \,\mu_0 \cdot 10^7 \cdot 226)}} = 0.84 \, (\text{mm}).$$
(9)

Considering that the stator yoke thickness is 8 mm, about 30 uniform

mesh elements are

required to achieve an accuracy of 1%. The numerical experiments with a densified mesh containing 30 elements along the vertical coordinate allowed us to select the mesh (Fig. 7) for admissible convergence.

Results. The greater the number of slits in the stator yoke, the lower the eddy current losses. However, the width of these slits cannot be less than 0.3...0.5 mm for technological reasons. Therefore, the increase in the number of slits results in the decrease of magnetic flux and, consequently, the reduction of torque. Thus, three variants are studied in the paper: a) single slit, on average diameter; b) two slits dividing the stator yoke into three equal parts; c) the half of the stator yoke closest to the



axis divided into 2 equal parts, and the far half divided into 3 equal parts. The location of the slits for variant
c) is shown in Figs. 2, 5, 7. Fig. 5 also shows a fragment of a cylindrical secant surface on which the magnetic field is evaluated. The norm of magnetic flux density and the flux lines are shown for the variant without slits (Fig. 8, a) and with four slits (Fig. 8, b) for a rotor rotational speed of 30 rpm.



Fig. 8. Norm and streamlines of magnetic flux density (T); *a*) without slits; *b*) four slits

As can be seen, the flux lines for the slitted stator core are less "deformed" by eddy currents in the direction of motion (Fig. 8, b), that indicates a lesser influence of eddy currents due to their decrease by the slits. The distribution of magnetic flux density magnitude in both cases (in stator) also indirectly indicates a more uniform magnetic flux distribution in the slitted stator core. When the stator is not slitted, it offers a greater resistance to the total magnetic flux, resulting, as noted above, in a decrease of torque. As can be seen from the field patterns in Fig. 8, the maximum flux density observed in the stator differs by approximately 0.14...0.16 T. The highest value takes place in the stator core. In the case of slitted stator, the magnetic flux is greater, that consequently results in greater torque. However, the decrease of magnetic flux in solid sta-

tor can be used only as a rough estimation of the reduction in torque, as demonstrated below.

Fig. 9 shows the plots of the percentage torque as a function of the rotational speed for all the stator designs mentioned earlier. Also for the stator design with three slits, the measurement results obtained on the laboratory model are given. The experimental data show 3...5% discrepancy with the calculated data. The braking torque determined by the losses in the stator core (7) are subtracted from the maximum torque determined in the first stage. The linearity of the plots corresponds to the well-known fact that the eddy current losses are proportional to the squared frequency.

According to the simulation results, it can be said that the solid stator core leads to a loss value of 1.2 (%/rpm). In the stator core with one slit located on its average radius, the torque losses are already up to 0.9 (%/rpm). Three slits located evenly across the width of the magnetic core make it possible to reduce this value to 0.5 (%/rpm), and four slits located as described above and shown in Figs. 3, 5, 7 – to 0.3 (%/rpm). In other words, the implementation of four slits allows reducing the torque losses by four times, or at rotor speed of 33 rpm, the torque losses are reduced from 40% to 10% (Fig. 9).

The magnitude of the torque decrease naturally depends on the ratio of the geometric dimensions, the parameters of the ferromagnet, the magnetic field intensity and, especially, the number of pole pairs. How-

Torque (%)

ever, in today's traditional designs of PM motors, with rare exceptions, PM based on neodymium are always used. The size of the air gap in slotless machines is determined by the current density and the technology's precision. This determines the magnetic flux density in the air gap, the range of which is very narrow. Therefore, based on the theory of similarity of electrical machines, it can be stated that the relative values of the decrease in torque with increasing rotational speed obtained in the paper will be close for machines with corresponding relative width of the stator yoke disk  $L_{\delta}/\tau$  and its relative height  $h_{vs}/\tau$ .

**Conclusions.** In slotless axial-type TMs, instead of the traditional laminated magnetic core design, it is possible to manufacture a solid stator core at low rated rotational speeds. Such a technological technique can be useful for cost reduction in design and preparation time. However, the high losses are observed in the solid core due to eddy currents. As a result, the torque decreases almost linearly with increasing rotational speed.

The reducing the influence of eddy currents on the



Fig. 9. Torque versus rotational speed

torque can be achieved by making a certain number of annular slits in the magnetic core. For example, making four slits at a given rotational speed allows reducing the permissible torque loss by approximately 4 times. On the other hand: at a given permissible torque value, the rotational speed can be increased by the same number of times.

The work was supported by the state project "To develop scientific principles and principles of construction of magnetoelectric mechatronic modules for specialized automatic control systems" ("Mechatron"), KPKVK 6541030.

- Kireyev V.G., Akinin K.P. Features of the development of slotless brushless magnetoelectric torque motors. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2022. No 63. Pp. 31–39. DOI: <u>https://doi.org/10.15407/publishing2022.63.031</u>.
- Paulides J.J.H., Meessen K.J., Lomonova E.A. Eddy-Current Losses in Laminated and Solid Steel Stator Back Iron in a Small Rotary Brushless Permanent-Magnet Actuator. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2008. Vol. 44. No 11. Pp. 4373–4376. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/TMAG.2008.2001996</u>.
- Min S.G., Sarlioglu B. Advantages and Characteristic Analysis of Slotless Rotary PM Machines in Comparison With Conventional Laminated Design Using Statistical Technique. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2018. Vol. 4. No 2. Pp. 517–524. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/TTE.2018.2810230</u>.
- Jia S., Qu R., Li J., Fan X., Zhang M. Study of Direct-Drive Permanent-Magnet Synchronous Generators With Solid Rotor Back Iron and Different Windings. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2016. Vol. 52. No 2. Pp. 1369–1379. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/TIA.2015.2490618</u>.
- Slutskiy D., Aung S.H., Basnet S. Comparison of Axial and Radial Flux Permanent Magnet Machines. 2022 North American Power Symposium (NAPS), Salt Lake City, UT, USA, 9-11 October 2022. Pp. 1–6. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/NAPS56150.2022.10012265</u>.
- Friedrich L.A.J., Gysen B.L.J., Jansen J.W., Lomonova E.A. Analysis of Motional Eddy Currents in the Slitted Stator Core of an Axial-Flux Permanent-Magnet Machine. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2020. Vol. 56. No 2. Pp. 1–4. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2953625</u>.
- 7. COMSOL multiphysics modeling and simulation software. URL: <u>https://www.comsol.com/documentation</u> (accessed at 20.08.2024).
- 8. Petukhov I. S. Estimation of the accuracy of calculation by numerical methods of the characteristics of an alternating electromagnetic field with skin effect. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 1987. No 1. Pp. 20–25. (Rus)

УДК 621.313.84 : 531.383

#### ОБЕРТАЛЬНИЙ МОМЕНТ БЕЗПАЗОВОГО МОМЕНТНОГО ДВИГУНА З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ ІЗ КІЛЬЦЕВИМИ ЩІЛИНАМИ У СУЦІЛЬНОМУ ЯРМІ СТАТОРА

І.С. Пстухов, В.Г. Кіреєв, К.П. Акинін, Є.В. Ісаєв Інститут електродинаміки НАН України, пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: <u>igor\_petu@ukr.net</u>.

Розглянуто трифазний безпазовий моментний двигун осьової конструкції з постійними магнітами та суцільним осердям статора. Досліджено дію кільцевих щілин в осерді, що перешкоджають протіканню вихрових струмів. Відзначено, що магнітне поле обмотки статора мінімально впливає на поле, створюване постійними магнітами, і цим впливом можна нехтувати. Визначено два етапи дослідження: перший – визначення максимального обертального моменту в статичному стані; другий – визначення втрат від вихрових струмів під час руху статора без обмотки відносно ротора. Польову задачу розв'язували за допомогою програмного забезпечення «COMSOL Multiphysics». Застосовано гладку аналітичну функцію для апроксимації залежності магнітної проникності сталі від магнітної індукції. За допомогою моделювання фізичної моделі було продемонстровано, що використання чотирьох щілин може зменшити втрати обертального моменту приблизно у 4 рази або збільшити максимальну швидкість обертання ротора на таку саму величину. Бібл. 8, рис. 9, табл. 1. Ключові слова: моментний двигун, постійні магніти, суцільне осердя статора, осердя із щілинами.

Received 17.09.2024 Accepted 28.11.2024 УДК 62-83-52:681.325-181.4

## ПОКРАЩЕННЯ ЯКОСТІ РЕГУЛЮВАННЯ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА З КЕРУВАННЯМ ЗА РЕАКТИВНОЮ ПОТУЖНІСТЮ

Р.А. Чепкунов, канд. техн. наук ТОВ Науково-виробниче підприємство «Електронік, ЛТД», вул. Руставі, 5 - 204, Запоріжжя, 69055, Україна. E-mail: elecktronick.ltd@gmail.com.

В додаток до відомих властивостей асинхронного електропривода з керуванням за реактивною потужністю – забезпечення швидкодії у всьому різнополярному діапазоні регулювання швидкості, включаючи нуль, незалежність механічного моменту від зміни параметрів асинхронного двигуна – розглянуто особливість його роботи на частотах близьких до нуля за навантаженому двигуні і запропоновано адаптацію задля забезпечення відповідності заданій і фактичній швидкості у разі зміни параметрів асинхронного двигуна. Постачальником електроприводу може бути Запорізький електроапаратний завод, в погодженні технічних умов може приймати участь ТОВ «Електронік, ЛТД». Бібл. 6, рис. 5.

Ключові слова: асинхронний електропривод, реактивна потужність, система керування.

Вступ. Асинхронний електропривод (АЕП) за якістю регулювання наближається до більш дорогого і менш надійного електропривода постійного струму [1]. Силова схема АЕП набагато простіша і надійніша, ніж силова схема ЕП постійного струму. У порівнянні з досконало дослідженою системою керування ЕП постійного струму [2], який знайшов широке застосування в промисловості, система керування АЕП не поступається їй за якістю регулювання [3] без збільшення, а скоріше зменшення її ціни, особливо у разі керування за реактивною потужністю, де спрощена система керування і підвищена її надійність [4], тому що задля забезпечення необхідного механічного моменту не вимагається надскладна програма адаптації до зміни параметрів асинхронного двигуна, так як ця зміна не впливає на механічний момент і працездатність АЕП, а може впливати тільки на відповідність швидкості заданому значенню. Однак є ще нюанси, які треба розглянути, щоб підвищити доказовість ефективності АЕП. Перше – це особливість роботи АЕП на частотах близьких до нуля за навантаженого двигуна. Тут має значення напрямок швидкості електропривода – за навантаженням чи проти навантаження. Таке чергування є у крановому електроприводі у процесі переміщення вгору-вниз вантажу, під час руху автомобіля на спуску без гальма та в інших електроприводах. Друге – це задля успішного використання АЕП треба мати варіант адаптації щодо зміни швидкості по відношенню до заданого значення під час зміни параметрів асинхронного двигуна (АД). Нижче розглянуто ці питання.

**Метою роботи** є розробка технічних засобів покращення якості регулювання асинхронного електропривода з керуванням за реактивною потужністю у напрямках врахування особливостей роботи електропривода на частотах близьких до нуля за навантаженого двигуна та адаптації системи керування до зміни параметрів асинхронного двигуна задля підвищення точності регулювання.

Виклад основного матеріалу. За однакової направленості швидкості і навантаження асинхронного електропривода і близькій до нуля частоті ПЧ f, яка в сталому режимі дорівнює алгебраїчній сумі заданої частоти  $f_3$  і частоти ковзання навантаженого АЕП  $f_s$ , можливі кидки струму. Це видно з осцилограми рис. 1, де по осі абсцис час в секундах, а по осі ординат в герцах даються величини: частота ПЧ f; приведена до однієї пари полюсів АД швидкість n ( $n = pn_p$ , де p – число пар полюсів АД,  $n_p$  – швидкість за числа пар полюсів p); задана швидкість  $n_3$ , яка при приведенні до однієї пари полюсів АД і роботі без регулятора швидкості дорівнює заданій частоті  $f_3$ :  $n_3 = f_3$ ; напруга U, яка також дається в герцах з урахуванням того, що номінальна напруга  $U_{HOM}$  відповідає номінальній частоті  $f_{HOM}$ :  $U = f_{HOM}U_{\Pi\Psi}/U_{HOM}$ , в даному випадку  $f_{HOM} = 50$  Гц. Осцилограма на рис. 1 і наступні осцилограми одержано в системі MathCad з використанням математичної моделі, яка враховує повну систему диференційних рівнянь АД [3], дискретність розрахунків 0,5 мс, що відповідає частоті

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2025

<sup>©</sup> Чепкунов Р.А., 2025

ССВУ-NC-ND 4.0 https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk

модуляції напруги ПЧ 2 кГц. Параметри перетворювача та двигуна такі ж самі, як на осцилограмах в [4]. Навантаження двигуна 30 кВт номінальне, частота ковзання на осцилограмах  $f_S \approx 2,0$  Гц.

На осцилограмі частота  $f_3$  (або  $n_3$ ) поступово зменшується з 5 Гц до нуля. Тому що, починаючи з 5 Гц напрямок навантаження і швидкості співпадають, знаки заданої частоти  $f_3$  і частоти ковзання  $f_5$ протилежні, а реверс настане у означеному проміжку часу, коли алгебраїчна сума вказаних частот  $f_3$ +  $f_5$  буде дорівнювати нулю. За  $f_3 = 2$  Гц, t = 40 с починаються кидки струму і продовжуються майже до реверсу за  $f_3 \approx 1,6$  Гц,  $t \approx 67$ с.



За тривалої роботи в такому проміжку швидкостей (наприклад, опускання вантажу в крановому електроприводі), в даному випадку з 1,6 до 2 Гц, періодичні кидки струму і додаткове нагрівання двигуна і ПЧ можуть знижувати навантажувальну здатність АЕП. Щоб уникнути цього в структурну схему АЕП вводиться зона нечутливості  $-f_m < f < f_m$  (рис. 2), яка може змінювати частоту ПЧ f у порівнянні з розрахунковим значенням  $f^*$ , коли знаки  $f_3$  і  $f_5$  протилежні:  $f_S/f_3 < 0$ .

На рис. 1 позначено: КП – координатний перетворювач; ДШ і РШ – датчик і регулятор швидкості;  $n, n_3$  – швидкість і задане значення швидкості;  $U_d$  – вхідна напруга інвертора;  $i_a, i_c$  – струми фаз A і C перетворювача частоти ПЧ;  $k_f$ ,  $T_{int}$  – коефіцієнт і постійна часу регулятора частоти;  $I_{RU}$  і  $I_{XU}$  – активна та реактивна складові струму статора I;  $I_{RE}$  – активна складова струму ротора;  $\sim k_i$  – коефіцієнт зворотного зв'язку за змінною складовою реактивної складової струму задля забезпечення стійкості системи автоматичного регулювання на низьких частотах. В структурній схемі також позначено реактивну складову струму ротора  $I_{XE}$ . Параметр  $f_m$  виводиться на пульт керування і може змінюватися у процесі налаштування аж до нуля. Вузол  $F1(\Psi_r, I, f)$  обчислює задане значення реактивної потужності  $Q_3$ . Вузол  $R_r$  визначає опір ротора і змінює коефіцієнт  $k_f$  для правильного визначення частоти ковзання  $f_s$ .

Дію зони нечутливості видно з осцилограми на рис. 3. Під час досягнення межі зони нечутливості ( $t \approx 33$  с) швидкість і частота перестають змінюватися. Якщо це опускання вантажу на крановому електроприводі, то він продовжує опускатися зі швидкістю, яка відповідає частоті на межі зони нечутливості. В момент досягнення швидкості, яка відповідає частоті нижньої межі зони нечутливості, частота стрибком зменшується до значення нижньої межі зони нечутливості і виникає реверс ( $t \approx 73$  с). Після реверсу напрямки навантаження двигуна і руху стають протилежними. В цьому режимі кидки струму відсутні.

Таким чином, кидки струму за направленності навантаження за рухом біля нульового значення значно знижені. Незручність полягає в недоцільності деяких швидкостей біля нуля. Але в цілому забезпечується повний безперервний діапазон регулювання швидкості асинхронного електропривода,

включаючи нульову швидкість, і практично безінерційний реверс (рис. 1 і рис. 3) (на відміну від найбільш розповсюдженого ЕП постійного струму [2], де у разі реверсу застосовується скануюча логіка з почерговим переключенням протипаралельних мостів перетворювача).



Рис. 2



Рис. 3

Задля адаптації АЕП до зміни параметрів асинхронного двигуна визначається фактичний опір ротора [5, 6]. Для цього пропонується метод адаптації на підставі аналізу реакції привода на короткочасне зменшення напруги U на незначну величину  $\Delta U$  протягом часу  $\Delta t$ . Причому зменшення проводиться рівномірно з однаковою швидкістю. Підйом до першочергового значення також проводиться рівномірно з однаковою швидкістю. У разі рівномірного зменшення та збільшення напруги зменшуються кидки струму. Час зменшення і час збільшення однакові й дорівнюють  $\Delta t$ . Після збільшення протягом часу  $\Delta t$  також проводиться аналіз реакції привода. Це показано на рис. 4 за  $\Delta t = =0,15$  мс, початковому і кінцевому реактивному струмі 20 А.

В основу аналізу покладено рівняння для струму і потокозчеплення ротора [5, 6]

$$L_m I_{XE} = \Psi_r + T_r \frac{d\Psi_r}{dt}.$$

Змінюючи диференціювання приростом на горизонтальних ділянках напруги 1–2 і 3-4 тривалістю  $\Delta t$  (рис. 4), можна отримати

$$\begin{split} L_m(I_{XE2} - I_{XE1}) &= T_r \frac{\Delta \Psi_r}{\Delta t} = T_r \frac{1}{2\pi f} \frac{\Delta U}{\Delta t}, \qquad \qquad L_m(I_{XE2} - I_{XE3}) = T_r \frac{\Delta \Psi_r}{\Delta t} = T_r \frac{1}{2\pi f} \frac{\Delta U}{\Delta t}; \\ T_{r12} &= \frac{2\pi f L_m(I_{XE2} - I_{XE1})}{\Delta U} \Delta t, \qquad \qquad T_{r34} = \frac{2\pi f L_m(I_{XE4} - I_{XE3})}{\Delta U} \Delta t; \\ R_{r12} &= \frac{L_r}{T_{r12}} = \frac{L_r}{L_m} \frac{\Delta U}{2\pi f \Delta t (I_{XE2} - I_{XE1})}, \qquad \qquad R_{r34} = \frac{L_r}{T_{r34}} = \frac{L_r}{L_m} \frac{\Delta U}{2\pi f \Delta t (I_{XE4} - I_{XE3})}, \end{split}$$

де  $L_m$ ,  $L_r$  – індуктивність намагнічування та індуктивність ротора;  $T_r$  – постійна часу ротора;  $R_r$  – опір ротора;  $\Psi_r$  – потокозчеплення ротора. Індексами позначено точки: 1 – кінець зменшення напруги і початок горизонтальної ділянки; 2 – початок збільшення напруги; 3 – кінець збільшення напруги; 4 – точка вимірювання струму через час  $\Delta t$  після точки 3.

Для розрахунку за цими формулами вимірюється: реактивний струм  $I_{XEI}$  в кінці 1-го періоду, в якому поле рівномірно спадає; реактивний струм  $I_{XE2}$  в кінці 2-го періоду, де напруга не змінюється; реактивний струм в кінці 3-го періоду  $I_{XE3}$  після підйому напруги до першочергового значення; струм  $I_{XE4}$  через час  $\Delta t$  після закінчення перехідного процесу. За різницею струмів  $I_{XE1}$  і  $I_{XE2}$  визначається постійна часу кола ротора  $T_{r12}$ , а потім опір кола ротора  $R_{r12}$ . За різницею струмів  $I_{XE3}$  і  $I_{XE4}$ визначається постійна часу кола ротора  $T_{r34}$  і опір кола ротора  $R_{r34}$ . За відсутності перехідних процесів в електроприводі під час тестування, яка перевіряється приблизною рівністю струмів на початку тестового збурення  $I_{XE0}$  і в кінці  $I_{XE4}$ , і за коректних замірах струмів обчислені двома способами опори кола ротора повинні бути приблизно рівними:  $R_{r12} \approx R_{r34}$ . В такому разі задля зменшення похибки обчислюється середнє значення опору ротора  $R_r = (R_{r12} + R_{r34})/2$ .



Рис. 4

У разі зміни  $R_r$  пропорційно змінюється коефіцієнт  $k_f$ , забезпечуючи відповідність заданої і фактичної швидкості АЕП.

На рис. 5 a, b, e, c за почергової зміни направлення періодичних збурень показана адаптація у разі зміні опору ротора під час недокомпенсації, коли за гальмуючого збурення швидкість менше заданого значення 40 Гц, а при розганяючому збуренні швидкість більше заданого значення 40 Гц, і при перекомпенсації, коли при гальмуючому збуренні швидкість більше заданого значення 40 Гц, а при розганяючому збуренні швидкість більше заданого значення 40 Гц, а при розганяючому збуренні швидкість більше заданого значення 40 Гц, а



Рис. 5

Під час подачі тестового сигналу за ненавантаженого ЕП (за t=50 c) коректується опір ротора, який задається програмою, і швидкість за навантаженні в ту або іншу сторони дорівнює заданій (рис.

5, *a* – у разі недокомпенсації, рис. 5, *б* – у разі перекомпенсації). Струм за тестового сигналу показаний на рис. 4.

У разі подачі тестового сигналу за гальмуючого збурення (за t=37 с) у випадку недокомпенсації після коригування опору ротора за навантаження швидкість також дорівнює заданій (рис. 5, e). Але під час подачі тестового сигналу у випадку перекомпенсації (рис. 5, e за t=21 с) після коригування опору ротора при навантаженні замість перекомпенсації має місце невелика недокомпенсація, а замість недокомпенсації – невелика перекомпенсація. Однак після наступного тестового сигналу за рахунок зміни перенавантаження і недовантаження наступає повна компенсація. Таким чином, за періодичної подачі тестових сигналів забезпечується відповідність заданій і фактичній швидкості АЕД. Величина тестових сигналів на рис. 5 дорівнює 5 В, тривалість — 0,15 с. Така тривалість може бути на частотах від 20 Гц. За більш низьких частотах тривалість тестових сигналів треба підвищувати — до 0,5 с на частоті від 10 Гц. Такі сигнали не можуть призвести до значної зміни швидкості, тому вони не впливають на технологічний процес, який виконує АЕП. Величина і тривалість тестового сигналу також виводяться на пульт керування задля можливості їхнього настроювання.

За розганяючого збурення, коли знак  $f_S$  протилежний знаку  $f_3$ , у разі подачі тестового сигналу має місце велика похибка визначення опору кола ротора. Тому в цьому режимі та на низьких частотах тестові сигнали не подаються.

Таким чином, з урахуванням диференціювання тестових сигналів в залежності від розганяючого або гальмуючого збурень, перекомпенсації або недокомпенсації та вихідної частоти перетворювача забезпечується відповідність швидкості електропривода її заданому значенню під час роботи електропривода без спеціальних відключень для тестування. Такий асинхронний електропривод може поставлятися Запорізьким електроапаратним заводом. В погодженні технічних умов може приймати участь ТОВ «Електронік, ЛТД». До розглянутих властивостей електропривода можна додати, що можливо забезпечувати безударне включення на обертаючий електродвигун.

Висновки. За однакової направленості швидкості і навантаження асинхронного електропривода за деяких значень швидкості біля нуля виникають кидки струму. Щоб позбавитися їх, вводиться зона нечутливості, яка забороняє роботу приводу на цих швидкостях. Запропонована адаптація до зміни параметрів асинхронного двигуна враховує перекомпенсацію і недокомпенсацію швидкості, тестові сигнали не подаються за однаковій направленості швидкості і навантаження асинхронного електропривода. Порівнянням двох сусідніх обчислень опорів ротора ведеться контроль за похибкою тестування, яка пов'язана з похибкою вимірювання і наявністю перехідних процесів під час тестування. Це дає більш точнішу відповідність швидкості заданому значенню. Враховуючи ці додаткові можливості, асинхронний електропривод з керуванням за реактивною потужністю забезпечує більш якісне швидкодіюче регулювання в усьому діапазоні регулювання швидкості, включаючи нульову швидкість за практично безінерційному реверсі.

1. Пересада С.М., Ковбаса С.М., Крижановский В.П., Бовкунович В.С. Система управления моментом асинхронного двигателя для тяговых электроприводов. Промислова електроенергетика та електротехніка. 2007. № 1. С. 66-70.

2. Перельмутер В.М., Сидоренко В.А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. Москва: Энергоатомиздат, 1988. 304 с.

3. Чепкунов Р. Регулирование электроприводов с косвенным измерением скорости. Saarbrücken, Deutschland: LAP Lambert AcademicPublishing, 2015. 204 с.

4. Чепкунов Р.А. Реверсивний асинхронний електропривод з керуванням за реактивною потужгністю. *Технічна електродинаміка*. 2024. №1. С. 46-52. DOI: <u>https://doi.org/10.15407/techned2024.01.046</u>.

5. Пересада С.М., Ковбаса С.М., Красношапка Н.Д. Непряме векторне керування асинхронними двигунами з властивостями робастності та адаптації до змін активного опору ротора. Київ: НТУ України КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. 174 с.

6. Потапенко Е.М., Потапенко Е.Е. Робастые алгоритмы векторного управления асинхронным электроприводом. Запорожье: ЗНТУ, 2009. 352 с.

# IMPROVING THE QUALITY OF REGULATION OF ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH REACTIVE POWER CONTROL

R.A. Chepkunov Science-industrial enterprise "Electronik, LTD", st. Rustavy, 5 - 204, Zaporohzje, 69055, Ukraine. E-mail: <u>elecktronick.ltd@gmail.com</u>.

In addition to the known properties of an asynchronous electric drive with reactive power control - ensuring high speed in the entire multipolar speed control range, including zero, independence of mechanical torque from changes in the parameters of the asynchronous motor - the peculiarity of its operation at frequencies close to zero with a loaded motor is considered and an adaptation is proposed to ensure compliance with the set and actual speeds when changing the parameters of the asynchronous motor. The supplier of the electric drive can be Zaporozhye Electrical Equipment Plant, LLC "Electronics, LTD" can participate in the coordination of technical conditions. References 6, Figures 5.

Keywords: asynchronous electric drive, reactive power, control system.

1. Peresada S.M., Kovbasa S.N., Kryzhanovskiy V.P., Bovkunovich V.S. Control system for moment of induction motor of pull electric driver. *Promyslova elektroenergetyka ta elektrotekhnika*. 2007. No 1. Pp. 66-70. (Rus)

2. Perelmuter V.M., Sidorenko V.A. Control sistems of thiristor electric drives of direct current. Moskva: Elektroatomizdat, 1988. 304 p. (Rus)

3. Chepkunov R. Regulation of electric drives with indirect measuring of speed. Saarbrücken, Deutschland: LAP Lambert Academic Publishing, 2015. 204 p. (Rus)

4. Chepkunov R.A. Reversible asynchronous electric drive with reactive power control. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2024. No 1. Pp. 46-52. DOI: <u>https://doi.org/10.15407/techned2024.01.046</u>. (Ukr)

5. Peresada S.M., Kovbasa S.N., Krasnoshapka N.D. Indirect vector control of asynchronous motor with robust and adaptation for changing of active rotor resistance. Kyiv: NTU of Ukraine Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, 2020. 174 p. (Ukr)

6. Potapenko E.M., Potapenko E.E. Robust algorithms of the vector control of electric drive. Zaporohzje: ZNTU, 2009. 352 p. (Rus)

Надійшла 24.10.2024 Остаточний варіант 13.01.2025

## ТЯГОВА ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНА СИСТЕМА ТРОЛЕЙБУСА У РАЗІ ЖИВЛЕННЯ ВІД НИЗЬКОВОЛЬТНОЇ АКУМУЛЯТОРНОЇ БАТАРЕЇ З ВИКОРИСТАННЯМ ШДВИЩУВАЛЬНОГО DC/DC ПЕРЕТВОРЮВАЧА

С.М. Ковбаса<sup>1\*</sup>, докт. техн. наук, Ю.В. Вербовий<sup>1\*\*</sup>, К.А. Гупалов<sup>2</sup> <sup>1</sup> Національний технічний університет України «КШ ім. Ігоря Сікорського», просп. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна. <sup>2</sup> ТОВ «ПОЛІТЕХНОСЕРВІС», вул. Москаленка Сергія, 16-г/19, м. Бровари, Київська обл., 07403, Україна. E-mail: <u>skovbasa@ukr.net</u>; <u>yurii.verbovyi@gmail.com</u>.

Роботу присвячено визначенню досяжних характеристик тягової електромеханічної системи односекційного тролейбуса за живлення від низьковольтної батареї в режимі автономного ходу. Проаналізовано особливості використання підвищувального DC/DC перетворювача для живлення векторно-керованого асинхронного електроприводу тролейбуса під час роботи в маневровому режимі за умови використання як первинного джерела енергії бортової акумуляторної батареї напругою 48 В. Показано, що силова частина підвищувального DC/DC перетворювача за вказаного застосування може бути реалізована з використанням штатної схеми вхідної частини перетворювача тягового електроприводу. Представлено алгоритми керування напругою ланки постійного струму та прямого векторного керування моментом і модулем вектора потокозчеплення, які можуть бути застосовані задля реалізації маневрового режиму руху тролейбуса. Запропоновану електромеханічну систему досліджено методом математичного моделювання з врахуванням широтно-імпульсної модуляції в DC-DC перетворювачі, а також параметрів односекційного тролейбусу і зусиль опору його руху. Показано, що у разі обмеження струму батареї на рівні 200 А та стабілізації напруги ланки постійного струму (вихідної напруги DC/DC перетворювача) на рівні 250 В ненавантажений тролейбус по рівній асфальтованій поверхні здатен досягти швидкості 12 км/год. Результати дослідження досяжної швидкості транспортного засобу за різних значеннях обмеження струму батареї та рівня завдання напруги ланки постійного струму також представлено в роботі. Результати виконаних досліджень можуть бути використані під час розробки нових та модернізації існуючих електромеханічних систем тролейбусів. Бібл. 11, рис. 8.

*Ключові слова:* підвищувальний DC/DC перетворювач, автономний хід, тролейбус, тяговий електропривод, асинхронний двигун, векторне керування.

Вступ. Сучасні системи векторного керування асинхронними двигунами (АД) на сьогодні стали стандартним рішенням в тягових електроприводах (ТЕП) міського електротранспорту з живленням від контактної мережі, зокрема тролейбусів. У порівнянні із загальнопромисловими електроприводами особливостями ТЕП є розширений допустимий діапазон напруги живлення від контактної мережі, що складає, як правило, від 400 до 720 В постійної напруги, а також можливість функціонування в режимі автономного ходу за живленні від низьковольтної (від 48 В до 96 В) або високовольтної (від 500 В до 700 В) акумуляторної батареї [1].

Спрощену функціональну схему тягового електроприводу тролейбуса наведено на рис. 1. На відміну від класичного загальнопромислового перетворювача частоти з ланкою постійного струму, на вході якого стоїть діодний випрямляч, у даній схемі постійна напруга контактної мережі подається в ланку постійного струму через транзисторний вхідний міст. Основним призначенням цього моста є забезпечення можливості заборони/дозволу рекуперації електричної енергії в контактну мережу під час генераторних режимів роботи тягового двигуна. Тобто в стандартній схемі живлення від контактної мережі транзистори Q1–Q4 комутуються в статичному режимі без використання широтноімпульсної модуляції (ШІМ). Використання чотирьох транзисторів зумовлено тим, що в загальному випадку полярність напруги контактної мережі може змінюватися в залежності від ділянки руху. Дросель L1 забезпечує обмеження швидкості наростання струму мережі, в тому числі в аварійних режимах.

© Ковбаса С.М., Вербовий Ю.В., Гупалов К.А., 2025

ORCID: \* <u>https://orcid.org/0000-0002-2954-455X;</u> \*\* <u>https://orcid.org/0009-0001-7032-9536</u> © Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2025

СС ВУ-NC-ND 4.0 https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk



Рис. 1

В роботі розглядається стандартне виконання силової частини тролейбуса, в якому рекуперація енергії в АКБ не передбачається, тому батарея автономного ходу (БАХ) підключається до ланки постійного струму перетворювача через додатковий діод VD1 задля уникнення попадання високої напруги ланки постійного струму в режимах гальмування тягового двигуна.

У разі використання високовольтної АКБ режими роботи ТЕП фактично не відрізняються від режимів під час роботи від контактної мережі, за винятком необхідності обмеження потужності, що споживається від БАХ з метою уникнення її перегріву.

Пряме використання системи векторного керування АД з живленням від низьковольтної БАХ одразу викликає ряд суттєвих ускладнень, які зумовлені тим, що тяговий двигун має номінальну напругу близько 400 В (що фактично відповідає напрузі ланки постійного струму близько 550 В), а його номінальна швидкість досягається за лінійної швидкості транспортного засобу близько 27 км/год. Після досягнення номінальної швидкості система векторного керування переходить в режим роботи з обмеженням по напрузі та використовує алгоритми ослаблення поля задля досягнення швидкостей вище номінальних. У випадку використання БАХ з напругою 48 В обмеження напруги настає вже за швидкості близько 2.5 км/год, в той час як у більшості технічних вимог до тролейбусів максимальна швидкість в режимі низьковольтного автономного ходу вказується на рівні 10 км/год [2]. Наявність в системі керування жорстких обмежень додатково ускладнюється ефектами немодельованої динаміки, які завжди присутні в реальній системі. До них в першу чергу слід віднести ефекти мертвого часу інвертора (в тролейбусному перетворювачі потужністю 200 кВт мертвий час складає близько 4 мкс), вимірювальні шуми, неідеальності двигуна. В сукупності ці додаткові неконтрольовані збурення призводять до значних труднощів забезпечення стійкості системи векторного керування в умовах дії жорстких обмежень по напрузі.

Застосування розімкнених методів керування моментом АД також не дає бажаного результату, оскільки не забезпечує необхідного рівня моменту в зоні низьких швидкостей та необхідної плавності руху через відомі недоліки розімкненого керування координатами АД.

Можливим варіантом виходу з цієї ситуації є використання наявного в основній схемі тролейбуса вхідного мосту в режимі підвищувального DC/DC перетворювача. Підвищувальні DC/DC перетворювачі мають широке застосування в електротранспорті з батарейним живленням [3, 4] та розвинені методи керування [5]. Разом з тим, в даній схемі наявність діода VD1 не дає можливості забезпечити зарядний струм батареї, що накладає певні обмеження на функціонування системи живлення на основі підвищувального DC/DC перетворювача.

**Метою** даної роботи є дослідження досяжних характеристик системи векторного керування тяговим асинхронним електроприводом за живлення від БАХ напругою 48 В з використанням підвищувального DC/DC перетворювача.

**Результати дослідження.** Схема однонаправленого підвищувального DC/DC перетворювача (*a*), еквівалентні схеми заміщення ( $\delta$ ,  $\epsilon$ ), часові діаграми напруг та струмів (z - m) наведені на рис. 2. Основними елементами схеми є: джерело живлення Е, накопичувальний дросель L<sub>1</sub>, комутуючий елемент (транзистор) Q1, діод VD, вихідна ємність перетворювача C, навантаження R.



Рис. 2

Принцип роботи підвищувального перетворювача та основні розрахункові співвідношення представлені у багатьох роботах, наприклад, [6]. Процеси у схемі на періоді ШІМ зручно розглядати в межах двох послідовних інтервалів: на першому інтервалі (, б) ключ замкнений, на другому (рис. 2, e) – розімкнений.

На першому інтервалі через замкнутий ключ Q1 індуктивність L<sub>1</sub> підключається до джерела живлення. Струм  $i_{L1}$  (рис. 2, c) так і струм ключа  $i_{Q1}$  (рис. 2, d) наростає від деякого мінімального значення на початку інтервалу до деякого максимального значення в кінці інтервалу. При цьому в індуктивності L<sub>1</sub> запасається енергія. Діод VD на першому інтервалі знаходиться в непровідному стані під дією зворотної напруги, що дорівнює напрузі u<sub>C</sub> на конденсаторі вихідного фільтра C. Навантаження відключене від джерела живлення закритим діодом так, що струм у навантаженні підтримується лише струмом розряду конденсатора C.

На другому інтервалі ключ знаходиться в непровідному стані. Відповідно до першого закону комутації, струм через індуктивність  $L_1$  продовжує протікати в тому ж напрямку. Відкриваючи діод VD, струм потрапляє в коло конденсатора вихідного фільтра С та в контур навантаження. Завдяки тому, що ЕРС самоіндукції індуктивності  $e_L$  сумується з вхідною напругою Е, напруга  $u_C$  на виході підвищувального перетворювача виявляється більшою за величиною, ніж напруга Е на його вході.

У міру того як енергія, запасена в індуктивності  $L_1$  на попередньому інтервалі, віддається в навантаження, струм  $i_{L1}$  (рис. 2, e) зменшується, а вихідна напруга  $u_C$  збільшується (рис. 2, m). На момент закінчення другого інтервалу струм  $i_{L1}$  знижується до початкового для першого інтервалу мінімального значення, тоді як напруга  $u_C$  досягає максимальної величини.

У разі роботи перетворювача в режимі нерозривних струмів та через нехтування паразитними параметрами елементів схеми співвідношення між вхідною та вихідною напругами перетворювача визначається як

$$\mathbf{V}_{o} = \mathbf{E} / (1 - \mathbf{D}), \tag{1}$$

де  $V_o$  – вихідна напруга перетворювача; D – шпаруватість імпульсів керування, D =  $t_{on}$  /  $T_s$ , де  $t_{on}$  – тривалість включеного стану силового ключа,  $T_s = 1/F_s$  – період повторення імпульсів, що подаються на силовий ключ,  $F_s$  – частота імпульсів керування силовим ключем.

Незважаючи на значний розвиток методів керування напругою ланки постійного струму DC/DC перетворювачів, повного вирішення проблеми керування таким об'єктом до цього часу не знайдено. Існуючі рішення ґрунтуються на суттєвих спрощуючих припущеннях, оскільки математична модель підвищувального DC/DC перетворювача є немінімально-фазовою [8]. Цей факт не дає змоги за допомогою стандартних підходів отримати високі динамічні показники регулювання вихідної напруги в ланці постійного струму. В рамках дослідження використано нелінійну математичну модель DC/DC перетворювача [7]

$$\dot{\mathbf{V}}_{dc} = \frac{1}{C} \left( \frac{\mathbf{u}\mathbf{i}}{\mathbf{V}_{dc}} - \mathbf{i}_{L} \right), \tag{2}$$

$$\dot{i} = -\frac{R}{L}i + \frac{E}{L} - \frac{1}{L}u, \qquad (3)$$

де і – вхідний струм; L, R – індуктивність та внутрішній опір дроселя; E – EPC джерела живлення; C – вихідна ємність перетворювача;  $i_L$  – струм навантаження;  $u = V_{dc}p/2$  – керуючий вплив; p – функція перемикання ключів перетворювача.

Задля керування координатами DC/DC перетворювача, заданого математичною моделлю у вигляді рівнянь (2), (3), використано результат роботи [8], який грунтується на використанні принципу розділення в часі процесів регулювання напруги та струму. Задля цього використовуються два ПІ регулятори [9]:

– ПІ-регулятор струму

$$u = E - Ri^* + L(k_{i1}\tilde{i} - x_i),$$
  

$$\dot{x}_i = -k_{ii}\tilde{i},$$
(4)

де  $k_{ii} > 0$ ,  $k_{ii} > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму;  $\tilde{i} = i - i^* -$  похибка відпрацювання струму;  $i^*$  – заданий струм;

– ПІ-регулятор напруги

$$i^{*} = -\frac{C}{2E} (k_{v}\tilde{z} - x),$$

$$\dot{x} = -k_{vi}\tilde{z},$$
(5)

де  $k_v > 0$ ,  $k_{vi} > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора напруги;  $\tilde{z} = V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2} = z - z^*$  – похибка відпрацювання квадрату напруги,  $V_{dc}^*$  – задана вихідна напруга.

Під час налаштування системи зазвичай  $k_{i1}$ ,  $k_{ii}$  обирають «великими», тобто такими, щоб забезпечувати розділення в часі процесів регулювання напруги та струму на рівні  $\omega_{0i} > (3 \div 4)\omega_{0v}$ , де власні частоти недемпфованих коливань ізольованих підсистем (контурів) струму та напруги визначаються як:  $\omega_{0i}^2 = k_{ii}$ ,  $\omega_{0v}^2 = k_{vi}$  [9].

Дослідження динамічних процесів у разі керування координатами системи (2), (3) за допомогою регуляторів (4), (5) виконано методом математичного моделювання з врахуванням ШІМ. Під час дослідження використано параметри, що відповідають реальному перетворювачу тролейбуса: індуктивність дроселя L = 900 мкГн, внутрішній опір R = 0.01 Ом, ємність конденсатора ланки постійного струму C = 3600 мкФ. Частота ШІМ становить 3 кГц, величина вхідної напруги складає 48 В.

Для алгоритму керування DC/DC перетворювачем прийнято наступні коефіцієнти регулятора напруги:  $k_v = 100$ ,  $k_{vi} = k_v^2/2 = 5000$  та регулятора струму:  $k_{i1} = 1000$ ,  $k_{ii} = k_i^2/2 = 500000$ . Тест виконано за наступних умов: в початковий момент часу виконується формування вихідної напруги з початкового значення 48 В (відповідає напрузі БАХ) до заданого рівня  $V_{dc}^* = 250$  В за час 0.5 с, потім відбувається прикладання (t = 0.6 c) та зняття (t = 0.8 c) струму навантаження величиною 40 A, в мо-

мент часу (t = 1 c) відбувається прикладання від'ємного струму навантаження величиною 40 A, а в момент часу (t = 1.25 c) – його зняття. Величину струму навантаження обрано так, щоб формувати вихідну потужність на рівні 10 кВт, що, як буде показано далі, відповідає параметрам руху незавантаженого тролейбуса на швидкості близько 10 км/год.

3 рис. 3 видно, що алгоритм (4), (5) в класичній схемі (рис. 2) забезпечує асимптотичне регулювання напруги, тобто  $\lim_{t\to\infty} \tilde{V}_{dc} = 0$ , а також асимптотичне відпрацювання заданої траєкторії струму, тобто виконується умова  $\lim_{t\to\infty} \tilde{i} = 0$ .



Зі спрощеної функціональної схеми тягового електроприводу (рис. 1) видно, що він містить всі необхідні компоненти задля реалізації підвищувального DC/DC перетворювача в умовах рухомого складу. За допомогою контактора К1 електропривод відключається від контактної мережі, а за допомогою контактора К2 до вхідного мосту підключається низьковольтна БАХ.

Під час роботи схеми в режимі підвищення напруги дросель L<sub>1</sub> використовується як накопичувальний елемент. Відповідно до рис. 1, задля реалізації системи стабілізації напруги V<sub>dc</sub> струм індуктивності вимірюється наявним в схемі давачем струму мережі ДС1, вхідна напруга вимірюється штатним давачем напруги контактної мережі ДН1, вимірювання напруги ланки постійного струму здійснюється за допомогою давача ДН2.

Еквівалентну схему вхідної частини перетворювача під час проходження фази накопичення енергії наведено на рис. 4, a. У цій фазі дросель L<sub>1</sub> за допомогою включених транзисторів Q2 та Q3, а також антипаралельних діодів транзисторів Q1 та Q4 підключається до акумуляторної батареї, струм в індуктивності починає наростати, і в дроселі накопичується енергія. В цей час автономний інвертор напруги (AIH), який є навантаженням DC/DC перетворювача, отримує енергію від конденсатора ланки постійного струму.

Еквівалентну схему вхідної частини перетворювача на інтервалі віддачі енергії наведено на рис. 4, б. У цій фазі дросель L1 за допомогою антипаралельних діодів закритих транзисторів Q1 та Q4 підключається до конденсаторів ланки постійного струму, і енергія, накопичена в дроселі у попередній фазі роботи, переходить в конденсатор, що призводить до збільшення напруги ланки постійного струму.





Задля дослідження впливу діода VD1 на якість перехідних процесів стабілізації напруги ланки постійного струму методом математичного моделювання за умов, аналогічних до рис. 3, виконано моделювання роботи перетворювача з наявним діодом VD1. Результати дослідження показано на рис. 5, звідки встановлюємо, що діод VD1 унеможливлює протікання від'ємного струму через дросель L<sub>1</sub>, що, в свою чергу, призводить до незначного погіршення якості регулювання напруги в динаміці під час прикладання додатного струму навантаження та унеможливлює стабілізацію напруги на заданому рівні 250 В під час скидання струму навантаження або дії від'ємних струмів навантаження. Тому в режимі рекуперації ТЕП енергія в такій конфігурації вхідного кола розсіюється на гальмівному резисторі R<sub>br</sub> (рис. 1) з встановленим обмеженням напруги ланки постійного струму на рівні 700 В.





Алгоритм прямого векторного керування моментом та модулем вектора потокозчеплення АД. Базуючися на концепції прямого полеорієнтування, алгоритм керування моментом і модулем вектора потокозчеплення задається наступними рівняннями [10]:

– регулятор модуля вектора потокозчеплення

$$i_{d}^{*} = \left(\alpha\psi^{*} + \dot{\psi}^{*} - k_{\psi}e_{\psi} - x_{\psi}\right) / \alpha L_{m},$$
  

$$\dot{x}_{\psi} = k_{\psi i}e_{\psi};$$
(6)

- спостерігач модуля вектора потокозчеплення

$$\hat{\psi} = -\alpha \hat{\psi} + \alpha L_{m} i_{d},$$

$$\dot{\varepsilon}_{0} = \omega_{0} = \omega p_{n} + \alpha L_{m} \frac{i_{q}}{\hat{\psi}};$$
(7)

– регулятори струмів

$$\begin{split} & u_{d} = \sigma \Big( \gamma \dot{i}_{d}^{*} - \omega_{0} \dot{i}_{d}^{*} - \alpha \beta \hat{\psi} + \dot{i}_{d}^{*} - k_{i} \tilde{i}_{d} + x_{d} \Big), \\ & \dot{x}_{d} = -k_{ii} \tilde{i}_{d}, \end{split} \tag{8}$$

$$u_{q} = \sigma \left( \gamma i_{q}^{*} + \omega_{0} i_{q}^{*} + \beta \omega p_{n} \hat{\psi} + \dot{i}_{q}^{*} - k_{i} \tilde{i}_{q} + x_{q} \right),$$
  
$$\dot{x}_{a} = -k_{ii} \tilde{i}_{a};$$
(9)

– регулятор моменту

$$\dot{a}_{q}^{*} = \frac{1}{\mu_{1}} \frac{M^{*}}{\psi^{*}}, \ \hat{\psi} > 0, \ \dot{a}_{q}^{*} = \frac{1}{\mu_{1}} \left( \frac{\dot{M}^{*}}{\psi^{*}} - \frac{M^{*} \dot{\psi}^{*}}{\psi^{*2}} \right),$$
(10)

де 
$$\alpha = \frac{R_2}{L_2}$$
;  $\sigma = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}$ ;  $\beta = \frac{L_m}{\sigma L_2}$ ;  $\gamma = \frac{R_1}{\sigma} + \alpha \beta L_m$ ;  $\mu_1 = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_2}$ ;  $R_1, R_2$  і  $L_1, L_2$  – активні опори та індук-

тивності статора і ротора відповідно;  $L_m$  – індуктивність контуру намагнічування;  $p_n$  – число пар полюсів,  $i_d^*$ ,  $i_q^*$  – завдання на струм збудження та моментоутворюючий струм статора;  $\omega$  – кутова швидкість ротора;  $u_d, u_q$  – компоненти вектора керуючої напруги статора;  $\varepsilon_0, \omega_0$  – кутове положення та швидкість обертання синхронної системи координат (d-q) по відношенню до стаціонарної (a-b);  $\hat{\psi}$ – оцінка модуля вектора потокозчеплення ротора;  $\psi^*$  – задане потокозчеплення ротора;  $M^*$  – заданий момент двигуна;  $\tilde{i}_d = i_d - i_d^*$ ,  $\tilde{i}_q = i_q - i_q^*$  – похибки відпрацювання струмів статора;  $e_{\psi} = \hat{\psi} - \psi^*$  – похибка відпрацювання оціненого потокозчеплення;  $(k_{\psi}, k_{\psi i}) > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора потокозчеплення;  $(k_i, k_{ii}) > 0$  – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регуляторів струму.

Алгоритм векторного керування АД, заданий рівняннями (6) – (10), забезпечує [10]: асимптотичне полеорієнтування керування за вектором потокозчеплення ротора, асимптотичне відпрацювання заданих траєкторій моменту та модуля вектора потокозчеплення, асимптотичну розв'язку процесів керування моментом та модулем вектора потокозчеплення ротора.

У відповідності до рис. 1 збуренням DC/DC перетворювача є струм навантаження  $i_L$ , який необхідно розраховувати для поточних значень вихідної напруги перетворювача  $V_{dc}$  та активної потужності  $P_a$ , що споживається електроприводом

$$i_{\rm L} = P_{\rm a} / V_{\rm dc} \,. \tag{11}$$

Під дією струму збурення, а також через наявність струмообмеження в алгоритмі керування DC/DC перетворювачем його вихідна напруга, тобто напруга ланки постійного струму  $V_{dc}$ , може змінюватися, тому в алгоритм керування моментом необхідно ввести обмеження модуля напруги статора. Через те, що напруга статора за віссю d відповідає за регулювання струму збудження АД, обмеження відбувається по осі q згідно виразу

$$u_{q} \le u_{qmax} = \sqrt{V_{dc}^{2}/3 - u_{d}^{2}}$$
 (12)

Тестування композитної системи, що складається з підвищувального DC/DC перетворювача, зібраного за схемою рис. 1, і ТЕП, що від нього живиться, виконано методом математичного моделювання для односекційного тролейбуса довжиною 12 м з наступними параметрами [11]: порожня маса тролейбуса у спорядженому стані 11860 кг, максимальна маса тролейбуса 19000 кг, максимальна швидкість руху не менше 55 км/год, час розгону повністю завантаженого тролейбуса до швидкості 45 км/год не більше 18 с, загальне передавальне число механічної передачі 9.871.

Тролейбус оснащений тяговим асинхронним двигуном типу ДТА – 2У1 з наступними параметрами: номінальна потужність на валу 180 кВт (s2 = 60 хв), частота напруги живлення 50 Гц, номінальна синхронна частота обертання 1500 об/хв, максимальна частота обертання 4000 об/хв, число пар полюсів 2, індуктивність намагнічуючого контуру  $L_m = 0.006621$  Гн, індуктивність розсіювання статора  $L_{1\sigma} = 0.000308$  Гн, індуктивність розсіювання ротора  $L_{2\sigma} = 0.000306$  Гн, активний опір статора  $R_1 = 0.0196$  Ом, активний опір ротора  $R_2 = 0.00859$  Ом. Під час дослідження враховано зусилля тертя кочення та зусилля аеродинамічного опору руху тролейбуса.

Тестування композитної системи виконано згідно наступної послідовності операцій керування:

– в початковий момент часу виконується формування вихідної напруги DC/DC перетворювача з початкового значення 48 В до заданого рівня 250 В за час 0.5 с;

– в момент часу 1 с розпочинається збудження двигуна по заданій траєкторії потокозчеплення, яка досягає значення  $\psi^* = 0.9$  Вб за 1 с;

– в момент часу 2.5 с розпочинається відпрацювання заданої траєкторії моменту на розгін з максимальним значенням 500 Нм, часом наростання та спадання 0.5 с;

– в момент часу 16 с розпочинається відпрацювання заданої траєкторії моменту на гальмування з максимальним значенням -500 Нм, часом наростання та спадання 0.5 с;

– час прикладання трапеції моменту на розгін та гальмування підібрано таким чином, щоб під час розгону тролейбус досягав швидкості 9 км/год, а при гальмуванні швидкість знижувалася до нуля.

Задля керування гальмівним транзистором використано релейний регулятор напруги. Опір резистора розрядного кола складає 5 Ом, напруга включення гальмівного ключа складає 700 В, напруга відключення гальмівного ключа – 680 В.

Параметри регуляторів системи прямого векторного керування моментом АД наступні: регулятор потоку:  $k_{\psi} = 200, k_{\psi i} = k_{\psi}^2 / 2 = 20000$ , регулятори струму:  $k_i = 500, k_{ii} = k_i^2 / 2 = 125000$ .

Перехідні процеси в алгоритмі прямого векторного керування моментом асинхронного двигуна та в алгоритмі керування DC/DC перетворювачем наведено на рис. 6 та 7.





Як випливає з графіків рис. 6 та 7, DC/DC перетворювач забезпечує стабілізацію напруги ланки постійного струму на етапі збудження АД. Відпрацювання заданої траєкторії моменту призводить до швидкого входження системи керування DC/DC перетворювачем в режим струмообмеження

(встановлено на рівні 250 А), що, в свою чергу, призводить до зменшення напруги ланки постійного струму до рівня 100В. Внаслідок настання обмеження напруги у відповідності до виразу (12), моментоутворююча складова струму статора починає зменшуватися оберненопропорційно до швидкості двигуна, що призводить до поступового зменшення струму навантаження DC/DC перетворювача. Як наслідок, в умовах дії струмообмеження вихідна напруга DC/DC перетворювача також підвищується по мірі наростання швидкості.





Разом з тим, зменшення моментоутворюючого струму призводить до зменшення моменту, тому на рух транспортного засобу будуть суттєво впливати збурюючі фактори: ухил дорожнього покриття, сили тертя кочення та аеродинамічного опору.

В режимі вибігу регулятор напруги ланки постійного струму виходить з режиму струмообмеження і забезпечується її стабілізація. Під час гальмування АД переходить в режим рекуперації. Через те, що наявність діоду VD1 не дає можливості повертати енергію в батарею, напруга V<sub>dc</sub> зростає до рівня 700 В, де відбувається її стабілізація за рахунок роботи гальмівного транзистора. Система векторного керування АД при цьому працює в режимі без обмежень по напрузі.

Зазначимо, що активна потужність на виході інвертора під час розгону АД знаходиться на рівні близько 10 кВт.

Задля визначення досяжних швидкостей руху тролейбуса за різних комбінаціях величини завдання напруги ланки постійного струму та обмеження струму з низьковольтної БАХ, було проведено окрему серію тестів, під час яких досліджувався процес розгону тролейбуса з завданням на момент на рівні 500 Нм. Тести проводилися за умов руху ненавантаженого тролейбуса по рівній асфальтованій ділянці дороги. Кінцевою швидкістю вважалася швидкість, за якій динамічний момент ставав рівним нулю, тобто тролейбує переставав розганятися під дією сил тертя кочення та аеродинамічного опору.



Рис. 8

Результати моделювання наведено на рис. 8, з якого випливає, що за умов струмообмеження DC/DC перетворювача на рівні 200 А та напруги ланки постійного струму 250 В можна досягти швидкості 12 км/год, чого цілком достатньо для реалізації маневрового режиму руху транспортного засобу [2].

Висновки. В результаті дослідження методом математичного моделювання тягового електроприводу тролейбуса за живленні від низьковольтної акумуляторної батареї з використанням підвищувального DC/DC перетворювача отримано залежності досяжних швидкостей руху тролейбуса за різних комбінаціях величини завдання напруги ланки постійного струму та обмеження струму з низьковольтної батареї автономного ходу. Зокрема встановлено, що за умов руху односекційного тролейбуса довжиною 12 м по рівному асфальтобетонному покриттю система дає змогу досягти швидкості руху 12 км/год у разі завдання напруги ланки постійного горуму V<sub>dc</sub> = 250 В та за обмеженні струму батареї автономного ходу на рівні 200 А. Досяжної швидкості

цілком достатньо для реалізації маневрового режиму руху транспортного засобу.

Отримані залежності дають можливість забезпечити вибір необхідної ємності (і відповідно максимально допустимого струму) тягової батареї в залежності від заданої швидкості руху в режимі автономного ходу тролейбуса.

Показано, що наявність захисного діода між батареєю автономного ходу та ланкою постійного струму призводить до нехтувано малого погіршення якості стабілізації напруги в рушійному режимі, проте не викликає втрати стійкості в розглянутих режимах роботи тягового електроприводу.

Подальшим розвитком запропонованої системи може бути виключення захисного діода між батареєю автономного ходу та ланкою постійного струму, а також модифікація алгоритму керування комутацією транзисторів Q1–Q4 з метою організації схеми двонаправленого DC/DC перетворювача і забезпечення керованої рекуперації енергії в батарею автономного ходу.

Запропоноване рішення може бути основою для реалізації режиму автономного ходу в нових та модернізованих одиницях рухомого складу тролейбусів. Його перевагою є можливість реалізації на існуючій в транспортному засобі елементній базі без зміни схеми вхідних кіл штатного перетворювача.

#### TRACTION ELECTROMECHANICAL SYSTEM OF THE TROLLEYBUS FED BY LOW VOLTAGE ON-BOARD BATTERY USING BOOST DC/DC CONVERTER

S.M. Kovbasa<sup>1</sup>, Yu.V. Verbovyi<sup>1</sup>, K.A. Hupalov<sup>2</sup>

<sup>1</sup>National Technical University of Ukraine "Ihor Sikorskyi Kyiv Polytechnic Institute", Beresteiskyi Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

<sup>2</sup> "Politekhnoservis" LLC,

st. Serhiy Moskalenko, 16-g/19, Brovary city, Kyiv region, 07403, Ukraine.

E-mail: skovbasa@ukr.net , yurii.verbovyi@gmail.com.

This paper deals with an electromechanical system of the trolleybus which is fed by low voltage on-board battery using boost DC/DC converter. Peculiarities of the use of the boost converter to power up field-oriented controlled traction electric drive were studied. It is shown that already existing primary stage of the traction electric drive can be used to implement boost DC/DC converter. Control algorithms for stabilizing the voltage of the direct current link and direct field-oriented control of the torque and the flux of induction motor are presented, which can be applied to implement the maneuvering operation mode of trolleybus. Proposed electromechanical system was tested by the mathematical modeling, taking into account the pulse width modulation in the DC/DC converter, as well as the parameters of the

single-section trolleybus and the forces of resistance to its movement. It is shown that when the battery current is limited to 200 A and the voltage of the direct current link (the output voltage of the DC/DC converter) is stabilized at 250 V, unloaded trolleybus can reach a speed of 12 km/h on a flat asphalt surface. The results of the study of the achievable speed of the vehicle at different values of the battery current limit and the level of the DC link voltage task are also presented in the paper. The results of the performed research can be used in the development of new and modernization of existing electromechanical systems of trolleybuses. References 11, figures 8.

*Key words:* boost DC/DC converter, autonomous operation, trolleybus, traction electric drive, induction motor, field-oriented control.

1. Diez A.E., Bohórquez A., Velandia E., Roa L.F., Restrepo M.. Modern trolleybuses on Bus Rapid Transit: Key for electrification of public transportation. 2010 IEEE ANDESCON, Bogota, Colombia, 15-17 September 2010. Pp. 1-7. DOI: <u>https://10.1109/ANDESCON.2010.5633684</u>.

2. State Standart of Ukraine 4905:2008. Wheeled vehicles. Passenger trolleybuses. General technical requirements. NDKTI MG. 2008. (Ukr)

3. Rachid A., Fadil H.E., Belhaj F.Z., Gaouzi K., Giri F. Lyapunov-based control of single-phase AC-DC power converter for BEV charger. 2017 International Conference on *Electrical and Information Technologies* (ICEIT), Rabat, Morocco, 15-18 November 2017. Pp. 1-5. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/EITech.2017.8255296</u>.

4. Sandhya P., Nisha G.K. Review of Battery Charging Methods for Electric Vehicle. 2022 IEEE International Conference on *Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems* (SPICES), ThiruvananthapurAM, India, 10-12 March 2022. Pp. 395-400. DOI: https://doi.org/10.1109/SPICES52834.2022.9774068.

5. Forouzesh M., Siwakoti Y.P., Gorji S.A., Blaabjerg F., Lehman B. Step-up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2017. Vol. 32. No 12. Pp. 9143-9178. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2652318</u>.

6. Bose B.K. Modern Power Electronics and AC Drives. Condra Chair of Excellence in Power Electronics. Knoxville : University of Tennessee, 2002. 738 p.

7. Caliskan V.A., Verghese O.C., Stankovic A.M. Multifrequency averaging of DC/DC converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1999. Vol. 14. No 1. Pp. 124-133. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/63.737600</u>.

8. Peresada S., Kovbasa S., Pristupa D., Pushnitsyn D., Nikonenko Y. Nonlinear control of voltage source AC-DC and DC-DC boost converters. *Bulletin of National Technical University Kharkiv Polytechnic Institute*. *Problems of Automated Electrodrives. Theory and Practice. Power Electronics and Energy Efficiency.* 2017. No 27. Pp. 84-88. URL: <u>http://repository.kpi.kharkov.ua/handle/KhPI-Press/33964</u> (accessed at 15.07.2024).

9. Peresada S., Nikonenko E., Sausage S., Kuznetsov O., Lukyanchikov A. Synthesis of double circuit voltage control systems of reversible boosting dc-dc converters. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2024. No 1. Pp. 27-36. (Ukr). DOI: <u>https://doi.org/10.15407/techned2024.01.027</u>

10. Peresada S.M., Kovbasa S.N., Bovkunovych V.S. Robust flux-torque vector control of induction motor. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2010. No 1. Pp. 60-66.

11. Trolleybus type PTS 12. Instructions for use. PTS 12.000.000.00 HE. 2021.

Надійшла 27.08.2024 Остаточний варіант 11.11.2024

#### УЛК 621.311:681.3 DOI: https://doi.org/10.15407/techned2025.03.055 КОМПЛЕКСНИЙ АНАЛІЗ ВПЛИВУ СИСТЕМ НАКОПИЧЕННЯ ЕНЕРГІЇ НА РЕЖИМИ РОБОТИ ЕНЕРГОСИСТЕМ ЗІ ЗНАЧНОЮ ЧАСТКОЮ ВІЛНОВЛЮВАНОЇ ГЕНЕРАШІ

В.В. Павловський<sup>1\*</sup>, докт. техн. наук, Л.М. Лук'яненко<sup>2\*\*</sup>, канд. техн. наук, **А.О. Стелюк<sup>3\*\*\*</sup>**, канд. техн. наук Інститут електродинаміки НАН України. пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: lukianenko.lukian@gmail.com.

У роботі розглянуто питання забезпечення балансування за активною потужністю в енергосистемах зі значною часткою електростаниий на відновлюваних джерелах енергії (ВДЕ) з використанням систем накопичення енергії (СНЕ). Запропоновано критерії з визначення потужності та ємності таких систем з урахуванням помилки прогнозування потужності генерації ВДЕ, а також наявних резервів за активною потужністю на регулювальних станціях. Наведено результати досліджень усталених режимів на прикладі цільової енергосистеми. Бібл. 7, табл. 9, рис. 6.

Ключові слова: енергосистема, система накопичення енергії, регулювання, ринок електроенергії, відновлювана генерація, небаланс активної потужності.

Збільшення встановленої потужності електростанцій на відновлюваних джерелах енергії (ВДЕ), насамперед вітрових (ВЕС) та сонячних електростанцій (СЕС) в структурі генерації, а також розвиток енергосистем (ЕС) та їхнє об'єднання в частині інтеграції сучасних технологій, зокрема, систем накопичення енергії (СНЕ), гнучких систем передачі на змінному струмі, посилюють вимоги до підвищення точності моделей енергосистем та їхніх окремих елементів. На поточний час найбільш поширеною практикою є моделювання енергосистем лише для певних характерних режимів, які, зокрема, охоплюють режими зимових та літніх максимальних і мінімальних навантажень, весняного паводку тощо. Основним обмежуючим чинником такого підходу є визначення умов функціонування енергосистем лише для окремих режимів, тобто для окремого часу року. Очевидно, що для деяких з таких режимів можуть спостерігатися випадки перевищення допустимого відхилення напруги, а також значне збільшення завантаженості елементів мережі, що є особливо характерним для ремонтноаварійних схем. Таким чином, за умов розрахунку режимів лише для певної «часової точки» залишається відкритим питання з визначення тривалості таких «обважнених» режимів, а отже, й ідентифікації відповідних заходів, направлених на їхнє обмеження. Іншим чинником, який обумовлює необхідність використання «розгорнутої» моделі енергосистеми з урахуванням зміни потужності генерації і навантаження у часі (наприклад, протягом року), є значне збільшення в ЕС частки ВЕС та СЕС та «витіснення» цими джерелами «традиційних» синхронних машин. Як відомо, ВДЕ притаманний ймовірнісний характер зміни їхньої потужності генерації, що безумовно ускладняє процеси керування режимами енергосистем. Тому, з урахуванням зазначеного, однією із найважливіших задач в умовах збільшення впливу ВДЕ є визначення заходів, направлених на забезпечення достатніх резервів за активною потужністю. Очевидно, що підвищення керованості режимами енергосистем зі значною часткою відновлюваної генерації набуває особливої актуальності.

Метою роботи є створення комплексної моделі ЕС, використання якої дасть змогу проводити дослідження різних складних процесів, що відбуваються протягом значних часових інтервалів (наприклад, одного року) з урахуванням ринкових відносин. Зокрема, у роботі наведено результати визначення небалансів потужності, поява яких обумовлена впровадженням значних обсягів ВДЕ, а та-

<sup>©</sup> Павловський В.В., Лук'яненко Л.М., Стелюк А.О., 2025

ORCID: \* https://orcid.org/0000-0002-9158-8377; \*\* https://orcid.org/0000-0003-1749-5209; https://orcid.org/0000-0001-7548-4757

<sup>©</sup> Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2025

**СОВЕ** Це стаття відкритого доступу за ліцензією СС BY-NC-ND 4.0 https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk

кож виконано оцінку параметрів СНЕ, застосування яких дасть змогу покращити балансування режимів ЕС за активною потужністю.

Як правило, область використання СНЕ може охоплювати різні функціональні можливості: регулювання активної потужності, зменшення впливу потужності генерації електростанцій на ВДЕ на режими роботи енергосистем, арбітраж ціни електроенергії, забезпечення допоміжної послуги подачі живлення після виникнення системних аварій тощо. В рамках цієї роботи параметри СНЕ визначено, виходячи із забезпечення необхідних резервів регулювання активної потужності, в умовах значної частки ВДЕ з урахуванням вартості регулювання на різних генеруючих блоках. Одним з підходів з дослідження процесів регулювання активної потужності у часі є виконання квазідинамічного моделювання, під яким розуміється послідовність розрахунків усталених режимів з урахуванням залежних у часі характеристик моделі (графіків генерації та споживання, перетікань потужності лініями електропередачі, ремонтів обладнання тощо). Зазначимо, що питання створення квазідинамічних моделей, зокрема моделей СЕС та ВЕС, більш детально розглянуто в [1-3] і в рамках цієї роботи не висвітлюються. Моделювання квазідинамічних режимів виконано на прикладі синхронної роботи великої енергосистеми, наприклад, ENTSO-Е з цільовою (тестовою) енергосистемою, встановлена потужність якої складає (1000-1500) МВт (рис. 1). Регулювання за активною потужністю здійснюється вторинним регулятором (BP), на вхід якого подається сигнал сальдо перетікань активної потужності  $P_{\text{nep}}$  за контрольованим перетином, а на його виході формуються керуючі дії на зміну потужності відповідних генеруючих теплових блоків, гідроагрегатів, а також СНЕ. З рис. 1 видно, що як небаланси активної потужності в Цільовій Енергосистемі розглядається зміна потужності генерації ВЕС та СЕС в умовах покриття змінного графіку споживання.



Необхідно зазначити, що ідентифікація параметрів СНЕ та дослідження її впливу на процеси балансування за активною потужністю потребує врахування резервів регулювальної потужності, що розміщуються на агрегатах, які функціонують в контурі керування ВР. Так, для теплових блоків з номінальною потужністю 200 МВт в подальшому прийнято, що резерв первинного регулювання, що підтримується, становить  $\pm 2,5$  МВт, а гарантований резерв вторинного регулювання складає  $\pm 10$  МВт або 5% від встановленої потужності блоку. Для інших регулювальних агрегатів, які знаходяться під керуванням ВР, передбачається, що відповідні обсяги резерву пропорційні їхній встановленій потужності.

Квазідинамічна модель та спеціальний вторинний регулятор. Необхідно зазначити, що в умовах моделювання квазідинамічних режимів енергосистем підтримання балансів за активною потужністю здійснюється дією ВР, який на основі помилки регулювання області виробляє керуючі дії на регулювальні електростанції [4–7]. Проте, задля моделювання роботи ВР в квазідинамічних режимах це потребує створення моделі спеціального регулятору, алгоритм роботи якого повинен працювати в контурі керування і буде наближений до реальних систем керування, що працюють в режимі он-лайн. Цей регулятор здійснює розподіл позапланової потужності, що передається на певні генеруючі блоки відповідно до заданого пріоритету. Зазначимо, що в рамках проведення досліджень режимів енергосистем з ВДЕ, керування режимами роботи регулювальних агрегатів дією ВР здійснюється відповідно до їхніх регулюючих спроможностей (табл. 1) та ринкового індексу ранжування цих агрегатів (табл. 2).

#### Таблиця 1

			Регулювальний діапазон	
Генератор	Тип	Встановлена поту- жність блоків	Мінімальна потужність <i>P<sub>min</sub>,</i> МВт	Максимальна по- тужність Р <sub>тах</sub> , МВт
Небаланс	-	-	-200	+200
Батарея 1 (реальна СНЕ)	CHE	20-40МВт 80-100МВт*год	-40	+40
СГ-1	TEC	200	132	197
СГ-2	TEC	200	132	197
СГ-3	TEC	200	80	200
СГ-4	TEC	200	80	200
ПГУ-1	ПГУ	40	0	35
ПГУ-2	ПГУ	40	0	35
Інша генерація (ТЕЦ, невеликі ГЕС)	Інша	450	Нерегульована генерація	
ВДЕ (СЕС, ВЕС, Біо- газ)	ВДЕ	В залежності від сценарію	СЕС/ВЕС – не регульовані. Біогаз – від 0 до 100%	

### Таблиця 2

Генеруюча одиниця із табл. 1	Ринковий індекс	Опис	
ГЕС	1	Найменша ціна, високий пріоритет для завантаження, але, в да- ному випадку, нерегульовані.	
СГ-1/2, ПГУ 1/2	2-3	Нижча ціна, високий пріоритет для завантаження, маневрові бло- ки, як правило, з примусовою роботою.	
СГ-3, СГ-4	5	Низькій індекс ціни (висока ціна), не забезпечують ПР/ВР, у разі необхідності можуть відключатися від мережі.	
Біогаз	4	Середній ринковий індекс, може використовуватись для регулю- вання ВДЕ.	
ТЕЦ	6	Висока ціна, використовуються лише для додаткового регулю- вання вручну.	
СНЕ (Небаланс)	0	Окремий елемент, призначений для покриття небалансу потужно- сті, що має найнижчий пріоритет на завантаження та розванта- ження, характеризує залучення зовнішніх джерел, наприклад, по- купка електроенергії на балансуючому ринку іншої країни.	

Відповідно до табл. 1 структура генерації Цільової ЕС охоплює традиційні генеруючі блоки, що беруть участь у вторинному регулюванні відповідно до заданих діапазонів регулювання та пріоритету їхньої участі у такому регулюванні. Крім того, на кожному енергоблоці додатково передбачається гарантований резерв вторинного регулювання. Так активна потужність енергоблоку 200 МВт може змінюватися в можливому діапазоні (132...197) МВт, проте гарантований діапазон вторинного регулювання становить ±10 МВт (відповідно на завантаження й розвантаження). Таким чином, як видно з наведеного, наявні резерви активної потужності можуть змінюватися залежно від режиму роботи ЕС.

Пріоритет регулювання блоків визначається як їхніми фізичними можливостями регулювання активної потужності, так і вартістю послуги з надання вторинних резервів. Таким чином, якщо в Цільовій ЕС виникає дефіцит електроенергії, то в першу чергу будуть завантажуватися блоки з найменшою вартістю надання допоміжних послуг (це відповідає ринковому індексу 2-3 в табл. 2.), а у випадку профіциту електроенергії це призведе до розвантаження енергоблоків з найбільшою вартістю допоміжних послуг, що відповідає ринковому індексу 4-5 в табл. 2. При цьому гідроагрегати хоча

і мають найменшу вартість з послуги ВР, проте в рамках поточного дослідження участь ГЕС у вторинному регулюванні не враховано. Це обумовлено тим, що в моделі такі станції представлено багатьма малими ГЕС, що накладає певні режимні обмеження з регулювання ними активної потужності.

За таких умов СНЕ можна розглядати як додаткове джерело для покриття небалансів потужності, що виникають через змінну генерацію ВДЕ. Таким чином, наявні засоби регулювання повинні забезпечувати покриття небалансів активної потужності, а за умов виникнення небалансів, що перевищують діапазон зазначених агрегатів, до вторинного регулювання додатково залучається СНЕ.

Традиційною задачею дослідження ринку електроенергії є визначення оптимальної конфігурації структури генерації з урахуванням вартості експлуатації генеруючого обладнання. В той же час моделювання ринкових процесів здійснюється, як правило, без урахування мережевих обмежень. Таким чином, розподіл генеруючої потужності, що визначено в результаті моделювання режимів енергосистем, охоплює ринкові умови, в яких генеруючі одиниці з найменшою вартістю генерації виробляють необхідний обсяг генеруючої потужності з врахуванням місця їхнього підключення і можливостей мережі з передачі цієї потужності. За зазначених умов визначення графіку роботи електростанцій потребує моделювання певних ринкових процесів. Також це передбачає наявність певної надлишкової генерації, яка може конкурувати за ціною між собою. З урахуванням вищезазначених обмежень в роботі сформовано відповідні ринкові правила, а також визначено пріоритетність завантаження та розвантаження генеруючих одиниць (табл. 2).

При цьому, розроблена квазідинамічна модель та спеціальний ВР можуть використовуватися як для визначення та дослідження необхідної потужності та ємності СНЕ з урахуванням наявних резервів та ринкових відносин, так і ідентифікації обсягів ВДЕ, які можуть бути інтегровані в ЕС, виходячи з умови врахування наявних регулюючих засобів. Іншими словами, в роботі розглянуто різні варіанти інтеграції СНЕ (потужністю 0-20-40МВт та ємністю 80-120МВт\*год) за різних сценаріїв впровадження ВДЕ, які більш детально представлено в табл. 3.

Таблиця 3

Сценарії роботи	Песимістичний сценарій	Базовий сценарій	Оптимістичний сцена- рій
Сумарна потужність ВДЕ (ВЕС, СЕС та Біогаз)	125 МВт (приблизно 10% від навантаження ЕС)	450 МВт (приблизно 30% від на- вантаження ЕС (з враху- ванням його збільшен-	575 МВт (приблизно 40% від на- вантаження ЕС (з враху- ванням його збільшен-
		ня))	ня))

Також квазідинамічне моделювання виконується, як правило, для повного року (8760 режимів), тому можливі ситуації, коли певні теплові блоки, що беруть участь у вторинному регулюванні, виводяться в планові ремонти, тим самим знижуючи доступний резерв на регулювання активної потужності. Як правило, такі ремонтні компанії проводять влітку в умовах максимального генерування СЕС, що, в свою чергу, обумовлює необхідність у забезпеченні регулювальних засобах активної потужності. Крім того, із збільшенням обсягів впровадження ВДЕ останні витісняють із балансу потужності та енергії теплові енергоблоки, які забезпечують покриття небалансів потужності внаслідок стохастичного характеру ВДЕ та навантаження.

Оскільки в енергосистемі завжди повинні збігатися усталені режими, то в моделі додатково враховано віртуальну СНЕ для додаткового покриття небалансів потужності за умови недостатніх регулювальних можливостей наявних засобів регулювання потужності. Зазначимо, що вказана «балансуюча» СНЕ має нульовий пріоритет (табл. 2). Це означає, що вона завжди використовується в останню чергу за умов вичерпання резервів потужності усіх інших засобів регулювання.

Одним з головних питань, що виникає в процесі розрахунку ринкових процесів, є вартість балансування. Зазначимо, що ця величина є змінною і визначається характером небалансу активної потужності (її дефіцит або профіцит). За умов виникнення дефіциту або профіциту активної потужності ця потужність також може покриватися на балансуючому ринку сусідніх країн (ENTSO-E), проте вартість балансування в такому випадку буде різна.

З урахуванням наведеного, в роботі проведено оцінку необхідних резервів для Цільової ЕС з врахуванням різних сценаріїв інтеграції ВДЕ та ринкових процесів для повного року (8760 режимів). Враховуючи обмежений обсяг, в роботі представлено лише основні результати досліджень. Зокрема, нижче представлено результати досліджень для базового варіанту інтеграції ВДЕ (на рівні 450 МВт)

для повного року. Таким чином, на рис. 2 показано: потужність ПГУ 1/2 (рис. 2, *a*) і маневрених блоків ТЕС СГ 1/2 (рис. 2,  $\delta$ ), потужність неманеврених блоків ТЕС СГ 3/4 (рис. 2, *в*), генерації біогазових установок (рис. 2, *г*) та потужність генерації малих ГЕС (рис. 2, d).



Як основні збурення в наведеному сценарії розглядаються навантаження споживачів, а також змінна потужність генерації ВДЕ. На даному етапі потужність СНЕ поки не враховувалася, тому в енергосистемі іноді виникає дефіцит регулюючої потужності задля забезпечення балансу між генерацією та споживанням. Результати балансування системи та збурення, викликані змінною генерацією ВДЕ, зображено на рис. З (відмітимо, що на рис. З графіки навантаження не наведено, проте навантаження змінюється протягом року з урахуванням добових змін та сезонності споживання).



Як видно із сумарного графіку генерування ВДЕ (рис. 3), за встановленої потужності 450 МВт реальна генерація ВДЕ не часто перевищує 350 МВт. При цьому спостерігається виникнення небалансів

потужності в обох напрямках: в енергосистемі з'являється як дефіцит, так і профіцит потужності. Профіцит потужності, як правило, виникає в літні місяці за умов максимальної генерації СЕС. В той же час дефіцит потужності спостерігається в зимові місяці (грудень) та у міжсезоння (квітень-травень, а також протягом вересня-жовтня). В останньому випадку це пов'язано із виводом з експлуатації на літній період більш дорогих та мало маневрених теплових блоків, що і спостерігається на рис. 2, *в*.

Як зазначено вище, небаланс активної потужності, виникнення якого обумовлено зміною потужності споживання або стохастичним характером генерації електростанцій на ВДЕ (насамперед, вітрових та сонячних станцій), повинен бути скомпенсований зміною потужності регулювальних агрегатів (табл. 1 та 2). Очевидно, що за таких умов найбільш складним сценарієм є підтримання нульового сальдо перетікань за контрольованими лініями електропередачі (рис. 1).

В загальному випадку, залежно від зміни потужності генерації ВДЕ і наявних регулювальних резервів, є можливим виникнення наступних режимних ситуацій:

1) резерви регулювальних агрегатів є достатніми для покриття небалансу активної потужності;

2) наявних резервів не вистачає для покриття небалансу активної потужності, що потребує використання додаткових засобів генерації для покриття дефіциту активної потужності;

3) у разі виникнення небалансу активної потужності внаслідок недостатніх резервів в напрямку розвантаження регулювальних агрегатів виникає надлишок генеруючої потужності, що потребує забезпечення додаткового споживання або обмеження частини генеруючої потужності задля покриття профіциту активної потужності.

Задля ілюстрації вищезазначеного на рис. 4 показано небаланси активної потужності, що виникають протягом року для трьох сценаріїв інтеграції ВДЕ (песимістичний, базовий та оптимістичний).



#### Рис. 4

Як видно з рис. 4, небаланси активної потужності залежать від обсягів інтеграції ВДЕ, при цьому є очевидним, що збільшення потужності генерації ВДЕ потребує забезпечення відповідних обсягів регулюючих потужностей. Крім того, як свідчать отримані результати досліджень (рис. 4), небаланси активної потужності збільшуються у літній сезон за умов максимального генерування СЕС та проведення ремонтної компанії теплових енергоблоків, а також у зимові місяці внаслідок значного навантаження, зменшення резервів на ТЕС, що, в свою чергу, ускладнює балансування ВДЕ.

Розроблена модель та отримані результати моделювання квазідинамічних режимів енергосистем також дають змогу визначити та оцінити статистичні показники виникнення небалансів активної потужності (протягом року) за різних сценаріїв інтеграції відновлюваної генерації (табл. 4).

Як видно з табл. 4, за умов інтеграції ВДЕ на рівні 450 МВт у вихідному режимі спостерігається виникнення як профіциту, так і дефіциту активної потужності. При цьому кількість випадків виникнення дефіциту потужності майже у 2,7 рази перебільшує кількість випадків виникнення профіциту потужності. Як один із *критеріїв оцінювання необхідності встановлення CHE запропоновано використовувати частоту виникнення дефіциту/профіциту потужності в енергосистемі,* оскільки за сучасних умов оцінка можливих проблем в ЕС потребує використання статистичних підходів. Наприклад, якщо в енергосистемі виникає переобтяження певної ПЛ, то для прийняття рішення про посилення цього зв'язку необхідно оперувати кількістю випадків перевантаження цієї ПЛ протягом року. Зокрема, якщо такі випадки спостерігаються протягом (50-100) годин на рік (з 8760 год.), то посилення цієї ПЛ є, як правило, економічно недоцільним. З урахуванням зазначеного, в роботі запропоновано порогове значення частоти виникнення дефіциту або профіциту в енергосистемі, що становить 1% випадків на рік (87 випадків). У разі перевищення цього граничного значення це потребує проведення оцінки варіантів використання CHE.

	Песимістичний	Базовий	Оптимістичний
Сценари розвитку вде	200	450	575
Річний максимальний дефіцит активної потужності, МВт	45	79	79
Кількість випадків виникнення дефіциту активної потужності	28	82	65
Частота виникнення дефіциту активної потужності протягом року, %	0,32	0,94	0,74
Річний максимальний <b>профіцит</b> активної потужності, МВт	0	-34	-125
Кількість випадків виникнення <b>профіциту</b> активної потужності	1	30	247
Частота виникнення <b>профіциту</b> активної потужності протягом року, %	0,01	0,34	2,82

Таблиця 4

Крім того необхідно також зазначити, що СНЕ не завжди доцільно використовувати для балансування активної потужності, оскільки це вимагає забезпечення значних обсягів балансуючої потужності, вартість якої для СНЕ може бути достатньо високою. На основі результатів квазідинамічного моделювання режимів енергосистеми та з метою покриття небалансів активної потужності, що виникають, в роботі визначено параметри конфігурації СНЕ та виконано їхню перевірку для двох варіантів регулювального діапазону: ±20 МВт та ±40 МВт. Результати досліджень з врахуванням СНЕ зазначеною встановленою потужністю представлено в табл. 5.

#### Таблиця 5

Сценарій розвитку ВДЕ		Песимістичний	Базовий	Оптимістичний	
		200 МВт	450 МВт	570 МВт	
Дефіцит		Кількість порушень, випадки	9	37	29
СНЕ 20	Частота порушень, %	0,10	0,42	0,33	
МВт Профіцит потужності	Кількість порушень, випадки	0	14	149	
	потужності	Частота порушень, %	0	0,16	1,70
СНЕ 40 МВт Профіцит	Кількість порушень, випадки,	2	13	10	
	Частота порушень, %	0,02	0,15	0,11	
	Профіцит	Кількість порушень, випадки	0	0	79
потужності		Частота порушень, %	0	0	0,90

Як свідчать отримані результати (табл. 5), використання СНЕ номінальною потужністю 20 МВт для випадку інтеграції ВДЕ на рівні 575 МВт дає можливсть зменшити кількість виникнення випадків дефіциту активної потужності приблизно на 63%, а профіциту активної потужності – приблизно на 40%. В той же час застосування СНЕ потужністю 40 МВт є достатнім задля забезпечення балансів активної потужності та зменшення частоти виникнення небалансів менше 1% на рік, що є прийнятним.

Врахування флуктуаційного характеру роботи ВДЕ. Окремою задачею є врахування флуктуаційного характеру роботи ВДЕ, оскільки формування структури генерації для балансування системи здійснюється на відповідних прогнозах генерації ВДЕ на добу наперед. Проте завжди є певне відхилення від прогнозного значення, яке визначається похибкою прогнозування ВДЕ. В роботі пропонується розглянути 2 випадки похибки прогнозування (ПхП), а саме: 5% (більш точний прогноз) та 10% (менш точний прогноз) та оцінити їхній вплив на необхідну потужність СНЕ. Крім того, на оцінку наслідків похибки прогнозування також впливає наявність резервів вторинного регулювання, зокрема, за умови роботи різної кількості генеруючих блоків. Зазначимо, що проведення оцінки зазначених факторів дало змогу отримати результати моделювання, які наведено на рис. 5.





На рис. 5 наведено зміну потужності генерації ВДЕ протягом року з урахуванням наявних резервів вторинного регулювання (табл. 1–2). Визначення статистичних показників щодо можливості покриття флуктуацій ВДЕ за рахунок використання вторинних резервів виконано з урахуванням точності прогнозування потужності генерації ВДЕ. Очевидно, як це і підтверджується отриманими результатами досліджень (рис. 5), зменшення похибки прогнозування (5% порівняно з 10%) дає змогу забезпечити підтримання необхідних резервів вторинного регулювання, а також визначити заходи, направлені на покриття профіциту або дефіциту активної потужності, що утворився. В табл. 6 представлено статистичні показники «виходу» зміни потужності генерації ВДЕ за межі наявних резервів вторинного регулювання (похибка прогнозування потужності ВДЕ відповідно становить 5% та 10%).

Необхідно зазначити, що доступний резерв вторинного регулювання в кожний момент часу визначається кількістю працюючих генераторів. Очевидно, що поточний вторинний резерв залежить від складу генеруючого обладнання. Як видно з табл. 6, за умов врахування похибки прогнозування потужності ВДЕ на рівні 5% випадки «виходу» прогнозованих флуктуацій ВДЕ протягом року за наявні вторинні резерви не спостерігаються, при цьому максимальне відхилення генерації ВДЕ становить 11 МВт. Ситуація значно змінюється за умов збільшення похибки прогнозування потужності ВДЕ до 10%. Зокрема це призводить до появи 27 випадків «виходу за межі» вторинного регулювання для випадку інтеграції ВДЕ на рівні 450 МВт. При цьому для оптимістичного сценарію вже спостерігається 875 випадків перевищення резервів вторинного регулювання протягом року, що складає 10% (табл. 6). Відповідно погіршення статистичних показників за таких режимних умов обумовлює необхідність проведення додаткових досліджень в частині визначення параметрів СНЕ, використання якої дасть можливість «узгодити» рівень флуктуацій генерації ВДЕ та наявних резервів вторинного регулювання.

Таблиця 6

Сценарій інтеграції ВДЕ	Песимістичний	Середній	Оптимістичний
Середньодоступний резерв на регулюваль- них блоках протягом року, МВт	30	20	20
Похибка прогно	зування потужності ВДЕ	∑ = 5%	
Максимальне відхилення генерації ВДЕ протягом року, МВт	3	11	17
Кількість випадків перевищення резервів вторинного регулювання протягом року	0	0	0
Частота перевищення резервів вторинного регулювання, %	0	0	0
Похибка прогноз	ування потужності ВДЕ	= 10%	
Максимальне відхилення генерації ВДЕ протягом року, МВт	6	22	34
Кількість випадків перевищення резервів вторинного регулювання протягом року	0	27	875
Частота перевищення резервів вторинного регулювання, %	0	0,3	10,0

Аналіз ємності СНЕ. В роботі також виконано квазідинамічне моделювання флуктуації активної потужності внаслідок стохастичного характеру генерації ВДЕ в добовому розрізі для оцінювання ємності СНЕ задля покриття добових небалансів потужності, що обумовлено змінним характером генерації ВДЕ. Результати досліджень за таких умов наведено на рис. 6.



Рис. 6

Основні дані про добові небаланси енергії, що виникають через флуктуаційний характер генерації ВДЕ із похибкою прогнозування 10% потужності ВДЕ з урахуванням різних значень ємності СНЕ (80-100MBт\*год), наведено в табл. 7 (останні рядки таблиці відображають відсутність випадків виникнення небалансу потужності у відсотках). Таким чином, використання запропонованого підходу дає змогу визначити ємність СНЕ з урахуванням обсягу недопоставленої електроенергії протягом доби. Як показано в табл. 7, для оптимістичного сценарію інтеграції ВДЕ застосування СНЕ ємністю 80 МВт\*год дає змогу покрити 98,6% всіх випадків «виходу» генерації ВДЕ за межі регулювального діапазону.

#### Таблиця 7

	Кількість випадків виникнення небалансу потужно-			
Покозник	сті			
показник	Песимістичний	Базовий	Оптимістичний	
	$\Pi x \Pi = 10\%$	ПхП =10%	$\Pi x \Pi = 10\%$	
Максимальна добова недопоставлена енергія, МВт*год	0	6	96	
Максимальна погодинна потужність незбалансо- ваних випадків, МВт	0	1,9	13,5	
СНЕ 80 МВт*год	100%	100%	98,6%	
СНЕ 100 MBт*год	100%	100%	100,0%	

Іншою задачею, що виникає під час визначенні параметрів СНЕ, є ідентифікація потужності цієї системи. В роботі потужність СНЕ визначено з урахуванням флуктуації ВДЕ та 10% похибки прогнозування потужності ВДЕ (табл. 8–9).

Таблиця 8				
Діапазони розпо-	Кількість випадків виникнення небалансу потужності			
ділу потужності	Песимістичний Базовий Оптимістичн			
компенсації, МВт	ПхП =10%	$\Pi x \Pi = 10\%$	ПхП =10%	
0	0	27	875	
0-4	0	27	461	
4-8	0	0	292	
8-12	0	0	110	
12-16	0	0	12	
> 16	0	0	0	

#### Таблиця 9

Потужність СНЕ,	Покриття флуктуацій ВДЕ залежно від сценарії роботи ВДЕ та похибка прогнозування ВДЕ, %				
МВт	Песимістичний         Базовий         Оптимістич $\Pi x \Pi = 10\%$ $\Pi x \Pi = 10\%$ $\Pi x \Pi = 10\%$				
4	100	100	53		
8	100	100	86,1		
12	100	100	98,6		
16	100	100	100		

Як свідчать отримані результати досліджень, використання СНЕ потужністю 16 МВт та ємністю 100 МВт\*год є достатнім для покриття флуктуацій генерації ВДЕ (табл. 9).

Висновки. В представленій роботі проведено комплексний аналіз конфігурації СНЕ для безпечної інтеграції значних обсягів ВДЕ в енергосистему з точки зору забезпечення балансування за активною потужністю. Для цього розроблено вдосконалену квазідинамічну модель енергосистеми, яка охоплює спеціальну модель регулятора активної потужності з урахуванням ринкових індексів генеруючих одиниць. Розроблена модель дає змогу проводити комплексні моделювання режимів енергосистеми протягом року (8760 годин) з метою аналізу впливів різних режимних та ринкових факторів на баланси активної потужності. Як основні збурення розглядаються зміна навантаження споживачів та потужностей генерування ВДЕ, які повинні бути збалансовані наявними засобами регулювання. Зокрема, в роботі представлено результати аналізу впливу різних сценаріїв інтеграції ВДЕ та проведено оцінку необхідності засобів накопичення енергії та аналіз їхніх параметрів задля покриття небалансів потужності. Важливою відмінністю представленого підходу є уточнення параметрів СНЕ із статистичної точки зору. В роботі показано, що застосування СНЕ потужністю 40 МВт та ємністю 100 МВт\*год є достатнім задля забезпечення балансів активної потужності та зниження частоти виникнення небалансів потужності менше 1% на рік, що є прийнятним для експлуатації та доцільним з економічної точки зору.

- Lukianenko L., Steliuk A. New approach to simulation of extra-power solar plant with power evacuation by networks of the Chornobyl NPP. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 65-69. DOI: <u>https://doi.org/10.15407/techned2020.05.065</u>.
- Lukianenko L., Pavlovskyi V., Steliuk A., Horoshko P., Prykhodko A. Development, and utilization of a Quasi-Dynamic Model for power system analysis. Chapter in the book: Power systems research and operation. Selected problems III. Springer, 2023. DOI: <u>https://doi.org/10.1007/978-3-031-44772-3</u>
- Koivisto M., Das K., Guo F., Sorensen P., Nuno E., Cutululis N., Maule P. Using time series simulation tools for assessing the effects of variable renewable energy generation on power and energy systems. *Wires Energy and Environment*. 2019. Vol. 8. Issue 3. DOI: <u>https://doi.org/10.1002/wene.329</u>.
- 4. Bevrani H., Ghosh A., Ledwich G. Renewable energy sources and frequency regulation: Survey and new perspectives. *IET Renewable Power Generation*. 2010. Vol. 4. Issue 5. Pp. 438-457. DOI: <u>https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2009.0049</u>.
- Liaw C.M., Chao K.H. On the design of an optimal automatic generation controller for an interconnected power system. *International Journal of Control.* 1993. Vol 58. Issue 1. Pp. 113-127. DOI: https://doi.org/10.1080/00207179308922994.
- 6. Machowski J., Bialek J., Bumby J. Power system dynamics. Stability and Control. John Wiley & Sons, 2008.
- 7. Kothari M.L., Nanda J., Satsangi P.S. Automatic generation control of hydro-thermal system considering rate constraint. *The Institution of Engineers (India)*. 1983. Vol. 63 (1). Pp. 289-297.

## COMPREHENSIVE ANALYSIS OF THE IMPACT OF ENERGY STORAGE SYSTEMS ON THE OPERATION CONDITIONALS OF POWER SYSTEMS WITH A SIGNIFICANT SHARE OF RENEWABLE GENERATION

V.V. Pavlovsky, L.M. Lukianenko, A.O. Steliuk Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Beresteiskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: <u>lukianenko.lukian@gmail.com</u>.

The article considers the issues of balancing active power in power systems with a significant share of renewable energy sources (RES) and installing battery energy storage systems (BESS). Criteria for determining the power and capacity of storage systems are proposed, considering the power of RES generation, error of RES forecast, and the available reserves of active power on control units. The results of studies are presented for load flow calculation on the example of the target power system. References 7, tables 9, figures 6.

*Key words:* energy system, battery energy storage system, regulation, electricity market, renewable generation, imbalance of active power.

Надійшла 27.09.2024 Остаточний варіант 09.01.2025 УДК 621.313.322-81.621.311.22

## ОПТИМАЛЬНИЙ РОЗПОДІЛ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ МІЖ ЕНЕРГОБЛОКАМИ, ПРИЄДНАНИМИ ДО РОЗПОДІЛЬЧИХ ПРИСТРОЇВ РІЗНИХ КЛАСІВ НАПРУГ

М.С. Сегеда<sup>\*</sup>, докт. техн. наук, А.В. Олексин<sup>\*\*</sup>, канд. техн. наук Національний університет "Львівська політехніка", вул. Степана Бандери, 12, Львів, 79013, Україна. E-mail: <u>mykhailo.s.seheda@lpnu.ua</u>; <u>andrii.v.oleksyn@lpnu.ua</u>.

В роботі розглянуто особливості внутрішньостанційної оптимізації режимів роботи за реактивною потужністю на електростанціях, енергоблоки яких приєднані до розподільних пристроїв двох різних класів напруги з автотрансформаторами зв'язку. Для таких електростанцій розроблено методику та математичну модель комплексної оптимізації розподілу реактивного навантаження між окремими енергоблоками та перетікання реактивної потужності через автотрансформатори зв'язку. Запропонована методика та математична модель враховують техніко-економічні характеристики, максимальні і мінімальні обмеження, втрати активної потужності в генераторах, блочних трансформаторах, трансформаторах власних потреб та автотрансформаторах зв'язку, а також схеми живлення власних потреб електростаний. Детально описано методику реалізації комплексної оптимізації розподілу реактивного навантаження електростанції між енергоблоками, які приєднані до розподільних пристроїв двох різних класів напруги, та перетікання реактивної потужності через автотрансформатори зв'язку. Її застосування дає змогу у будь-який момент часу визначати оптимальні значення реактивної потужності кожного з паралельно працюючих енергоблоків та перетікання реактивної потужності через автотрансформатори зв'язку задля забезпечення мінімального рівня втрат активної потужності електростанції в цілому. Наведено розрахунки внутрішньостанційних втрат активної потужності на електростанції з генераторами номінальною потужністю 200 МВт, приєднаними до розподільних пристроїв 220 кВ і 330 кВ з автотрансформаторами зв'язку 220/330 кВ. Отримані результати підтверджують економічну ефективність застосування розробленої методики. Бібл. 10, рис. 2.

*Ключові слова*: розподіл реактивної потужності, регулювання напруги, математична модель, енергоблоки, генератори, блочні трансформатори, автотрансформатори.

Вступ. Однією з головних задач сучасних електроенергетичних систем (EEC) є забезпечення ефективного виробництва, пересилання та розподілу електричної енергії. Підвищення ефективності роботи ЕЕС дає змогу знизити витрати палива та собівартість електроенергії. Задля підвищення ефективності ЕЕС поряд з проведенням модернізації обладнання важливо також вдосконалювати керування їхніми режимами роботи [1].

Оптимізація локального генерування реактивної потужності в електричних мережах одночасно з забезпеченням їхньої керованості дає можливість зменшити втрати електроенергії незалежно від змін навантажень енергопостачальних компаній [2]. Максимальний ефект тут досягається шляхом оптимізації розташування та параметрів джерел реактивної потужності з урахуванням зміни електроспоживання, а також режимів розосереджених джерел енергії [3-7].

Відповідно до [8] виробники електричної енергії забезпечують заданий рівень напруги на шинах електричних станцій (ЕС) шляхом генерації чи споживання реактивної потужності. Наведені дослідження [9] показують, що оптимізація розподілу реактивної потужності між енергоблоками ЕС дає змогу зменшити внутрішньостанційні втрати електроенергії. Розроблені методика та математична модель дають змогу відтворити режим роботи електростанції за реактивною потужністю з найменшими втратами. Встановлено, що оптимальні значення реактивних потужностей генераторів залежать від їхнього типу, активного навантаження, параметрів блочних трансформаторів та трансформаторів власних потреб, а також від схеми живлення власних потреб блоку. Вказані розробки відносяться до випадків, коли всі генератори, між якими проводиться розподіл реактивної

<sup>©</sup> Сегеда М.С., Олексин А.В., 2025

ORCID: \* <u>https://orcid.org/0000-0001-8459-5758;</u> \*\* <u>https://orcid.org/0009-0002-3636-1935</u> © Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2025

ССВУ-NC-ND 4.0 https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk

потужності, приєднані до розподільного пристрою (РП) одного класу напруги. Однак, на практиці існують чи можуть будуватися ЕС, на яких генератори приєднаної до РП з різними номінальними напругами, зв'язані автотрансформаторами (АТ) зв'язку. Перетікання через них активної та реактивної потужності буде впливати на загальний рівень внутрішньостанційних втрат електроенергії. Метою роботи є розробка методики та математичної моделі комплексної оптимізації розподілу реактивного навантаження електростанції між окремими енергоблоками, які приєднані до РП з двома класами напруги та перетікання реактивної потужності через АТ зв'язку.

Шлях вирішення проблеми. На ЕС, генератори яких приєднано до систем шин (СШ) двох РП з різними класами напруги, регулювання напруги на шинах окремо взятого РП здійснюється як за допомогою генерування (споживання) реактивної потужності генераторами, так і за допомогою перетікання реактивної потужності через АТ зв'язку, які їх з'єднують. В такому випадку у внутрішньостанційній оптимізації режимів роботи генераторів за реактивною потужністю необхідно врахувати вплив не тільки параметрів генераторів, блочних трансформаторів і трансформаторів власних потреб [9], а й АТ зв'язку.

Задля розв'язання цієї задачі як приклад візьмемо ЕС, у якої є два РП ( $U_1$  і  $U_2$ ). До шин  $U_1$  і  $U_2$  приєднані генератори (N і K кількість відповідно) і лінії електропересилання (T і R кількість відповідно). РП між собою з'єднують L AT зв'язку. Принципова схема наведена на рис. 1.

Вихідними даними для розподілу реактивної потужності є відомі значення реактивного навантаження для кожного з РП і значення активної потужності для кожного генератора, обчислені на підставі дослідження режимів електричної системи.

Пропонується методика розв'язання цієї задачі, яка полягає у виконанні такої послідовності дії.

1. Враховуючи мінімально допустимі значення реактивних навантажень працюючих генераторів, значення реактивних потужностей власних потреб блоків і втрати реактивної потужності в блочних трансформаторах, визначаються сумарні мінімальні значення реактивних



потужностей, які можуть видавати блоки кожного РП ( $Q_{\min \delta \pi U_1}$ ,  $Q_{\min \delta \pi U_2}$ ),

$$Q_{\min \delta n U_{1}} = \sum_{i=1}^{N} Q_{\min \Gamma U_{1}} - \sum_{i=1}^{N} Q_{B \Pi \delta U_{1}} - \sum_{i=1}^{N} \Delta Q_{\delta T U_{1}}; \qquad (1)$$

$$Q_{\min \delta \pi U_2} = \sum_{i=1}^{K} Q_{\min \Gamma U_2} - \sum_{i=1}^{K} Q_{BII \delta U_2} - \sum_{i=1}^{K} \Delta Q_{\delta T U_2} , \qquad (2)$$

де  $Q_{\min \Gamma U_1}$ ,  $Q_{\min \Gamma U_2}$  – мінімальне реактивне навантаження *i*-го працюючого генератора РП  $U_1$  і  $U_2$ відповідно;  $Q_{B\Pi E U_1}$ ,  $Q_{B\Pi E U_2}$  – реактивна потужність власних потреб *i*-го блоку РП  $U_1$  і  $U_2$  відповідно;  $\Delta Q_{ETU_1}$ ,  $\Delta Q_{ETU_2}$  – втрати реактивної потужності в блочних трансформаторах РП  $U_1$  і  $U_2$  відповідно; N, K – кількість генераторів приєднаних до РП  $U_1$  і  $U_2$  відповідно.

Задля спрощення розрахунків під час визначення втрат активної потужності в блочних трансформаторах умовно приймаємо, що реактивна потужність, яка протікає через блочний трансформатор, дорівнює

$$Q_{BT_i} = Q_{\min \Gamma_i} - Q_{BIIE_i}.$$
(3)

2. Враховуючи максимальні значення реактивних навантажень працюючих генераторів, власних потреб блоків і втрати активної потужності в блочних трансформаторах визначаються сумарні максимальні значення реактивної потужності, яке можуть нести енергоблоки кожного РП,

$$Q_{\max \delta_{I}U_{1}} = \sum_{i=1}^{N} Q_{\max \Gamma U_{1}} - \sum_{i=1}^{N} Q_{B\Pi \delta U_{1}} - \sum_{i=1}^{N} \Delta Q_{\delta T U_{1}}; \qquad (4)$$

$$Q_{\max \delta \pi U_2} = \sum_{i=1}^{K} Q_{\max \Gamma U_2} - \sum_{i=1}^{K} Q_{B\Pi B U_2} - \sum_{i=1}^{K} \Delta Q_{BT U_2} , \qquad (5)$$

де  $Q_{\max \Gamma U_1}$ ,  $Q_{\max \Gamma U_2}$  – максимальне реактивне навантаження *i*-го працюючого генератора РП  $U_1$  i  $U_2$  відповідно.

Для розрахунків під час визначення втрат активної потужності в блочних трансформаторах умовно приймаємо, що реактивна потужність, яка протікає через блочний трансформатор, така

$$Q_{BT_i} = Q_{\max \Gamma_i} - Q_{BIIB_i} \,. \tag{6}$$

3. Знаходимо елементи векторів сумарних реактивних потужностей блоків РП ЕС  $\vec{Q}_{_{CYMU_1}}$  та  $\vec{Q}_{_{CYMU_2}}$ 

$$Q_{cyMU_{1i}} = (1 - V)Q_{\min \delta \pi U_1} + VQ_{\max \delta \pi U_1};$$
(7)

$$Q_{cy,MU_{2j}} = (1 - V)Q_{\min \delta \pi U_2} + VQ_{\max \delta \pi U_2},$$
(8)

де  $j = \overline{1,5}$  – розмірність векторів  $\overrightarrow{Q}_{cymU_1}$  та  $\overrightarrow{Q}_{cymU_2}$ ; V = 0, 0.25, ..., 1 – крок зміни сумарної реактивної потужності блоків РП.

4. Відповідно до [9] проводиться розрахунок втрат активної потужності енергоблоків в залежності від їхнього активного та реактивного навантаження. За його результатами отримуємо залежності

$$\Delta P_{\scriptscriptstyle B} = f(P_{\scriptscriptstyle \Gamma}, Q_{\scriptscriptstyle \Gamma}), \qquad (9)$$

де  $\Delta P_{\mathcal{B}}$  (кВт) – сумарні втрати активної потужності енергоблоку, які враховують втрати активної потужності в генераторі, блочному трансформаторі та трансформаторі власних потреб,  $P_{\Gamma}, Q_{\Gamma}$  – відповідно активне та реактивне навантаження генератора.

Для заданого значення активної потужності генератора залежність (9) також можна записати як функцію сумарних втрат активної потужності блоку від реактивної потужності на виводах високої напруги блочного трансформатора  $Q_{5}$ 

$$\Delta P_{\scriptscriptstyle B} = f(Q_{\scriptscriptstyle B}) \,. \tag{10}$$

5. За методикою, описаною в [9], виконується розподіл реактивної потужності між енергоблоками для кожного РП окремо для всіх елементів  $Q_{cymU_{1j}}$  та  $Q_{cymU_{2j}}$  векторів  $\vec{Q}_{cymU_1}$  та  $\vec{Q}_{cymU_2}$ . За його результатами для кожного з  $Q_{cymU_{1j}}$  та  $Q_{cymU_{2j}}$  отримаємо множини значень реактивних потужностей енергоблоків  $Q_{E_i}$  відповідного РП. Підставивши отримані результати у функції  $\Delta P_{E_i} = f(Q_{E_i})$ , для кожного з  $Q_{cymU_{1j}}$  та  $Q_{cymU_{2j}}$  отримаємо елементи векторів  $\Delta \vec{P}_{P\Pi U_{1j}}$  та  $\Delta \vec{P}_{P\Pi U_{2j}}$ 

$$\Delta P_{PIIU_{1j}} = \sum_{i=1}^{N} \Delta P_{\mathcal{E}U_{1i}} ; \qquad (11)$$

$$\Delta P_{P\Pi U_{2j}} = \sum_{i=1}^{N} \Delta P_{\mathcal{B} U_{2i}} , \qquad (12)$$

де  $\Delta P_{BU_{li}}$  та  $\Delta P_{BU_{2i}}$  – втрати активної потужності блоків приєднаних до РП  $U_1$  і  $U_2$  відповідно.

6. Відповідно до [10] за допомогою інтерполяційної формули Лагранжа отримаємо функції

$$\Delta P_{P\Pi U_1} = f(Q_{cyMU_1}) \quad \text{Ta} \quad \Delta P_{P\Pi U_2} = f(Q_{cyMU_2}). \tag{13}$$

Як показали дослідження, під час інтерполяції задля отримання даних залежностей членами полінома вище другого порядку можна нехтувати через те, що їхній вплив на значення  $\Delta P_{PII} \epsilon$  зовсім незначним (менше 1 %). Наприклад, для РП 330 кВ, на шини якого видають потужність генератори ТГВ-200М і АСТГ-200 через блочні трансформатори ТДЦГ-250000/330, ця залежність описується поліномом  $\Delta P_{PII330} = 0.0183 Q_{CYM330}^2 + 1.5 Q_{CYM330} + 5530$ .

7. У випадку коли

$$Q_{cyMU_1} = Q_{HaBU_1} \text{ ta } Q_{cyMU_2} = Q_{HaBU_2}, \qquad (14)$$

де  $Q_{\text{нав}U_1}$  – реактивне навантаження РП  $U_1$ ,  $Q_{\text{нав}U_2}$  – реактивне навантаження РП  $U_2$ , через АТ зв'язку не протікає реактивна вирівнююча потужність.

Коли рівність (14) не виконується, через АТ в тому чи іншому напрямку протікає реактивна потужність для покриття реактивного навантаження іншого РП. Через її протікання в АТ виникають додаткові втрати активної потужності, тобто

$$\Delta P_{AT\partial o\partial} = \frac{Q_{eupie\mu}^{2}}{U_{\mu o M AT}^{2}} (r_{ATe \mu} + r'_{ATc \mu}), \qquad (15)$$

де  $Q_{eupien}$  – вирівнююча реактивна потужність, що протікає через АТ зв'язку, якщо рівність (14) не виконується;  $U_{HOMAT}$  – номінальна напруга одного з однотипних паралельно працюючих АТ зв'язку;  $r_{ATen}$ ,  $r'_{ATen}$  – відповідно активні опори високої напруги (ВН) і середньої напруги (СН) одного з однотипних паралельно працюючих АТ.

Вирівнюючу реактивну потужність можна визначити таким чином:

$$Q_{eupi_{BH}} = |Q_{cy_{M}U_{1}} - Q_{Ha_{B}U_{1}}| = |Q_{cy_{M}U_{2}} - Q_{Ha_{B}U_{2}}|.$$
(16)

Враховуючи (16), запишемо (15) у вигляді

$$\Delta P_{AT\partial o\partial} = \frac{(Q_{cymU_1} - Q_{hagU_1})^2}{U_{homAT}^2} (r_{AT_{GH}} + r'_{AT_{CH}}).$$
(17)

8. Критерієм оптимальності режиму роботи електростанції є мінімум сумарних втрат активної потужності в електрообладнанні електростанції, тому рівняння цілі для знаходження оптимального розподілу реактивної потужності між РП у моделі з АТ, що пропонується, запишемо так

$$\Delta P_{EC} = \Delta P_{PIIU_1} + \Delta P_{PIIU_2} + L\Delta P_{AT000} \rightarrow \min, \qquad (18)$$

де L – кількість автотрансформаторів зв'язку між РП.

Рівняннями зв'язку будуть рівняння (13) та (17).

Рівняння обмежень наступні:

- рівняння балансу реактивної потужності

$$Q_{cyMU_1} + Q_{cyMU_2} = Q_{HaBU_1} + Q_{HaBU_2},$$
(19)

– залежності, які визначають межі зміни керованого параметру – реактивної потужності генераторів електростанції, а саме  $Q_{\Gamma_i \max} = f(P_{\Gamma_i})$  та  $Q_{\Gamma_i \min} = f(P_{\Gamma_i})$ .

Взявши часткові похідні рівняння цілі за  $Q_{cymU_1}$  та  $Q_{cymU_2}$ , отримаємо систему рівнянь для знаходження екстремумів

$$\begin{cases} \frac{\partial \Delta P_{EC}}{\partial Q_{cyMU_1}} = 0; \\ \frac{\partial \Delta P_{EC}}{\partial Q_{cyMU_2}} = 0. \end{cases}$$
(20)

Враховуючи форми залежності втрат активної потужності РП від їх сумарного реактивного навантаження ці екстремуми завжди мінімальні.

Із системи рівнянь (20) отримаємо рівняння оптимізації

$$\frac{\partial \Delta P_{EC}}{\partial Q_{cyMU_1}} = \frac{\partial \Delta P_{EC}}{\partial Q_{cyMU_2}}.$$
(21)

Підставивши (17) і (18) у (21), отримаємо

$$\frac{\partial \Delta P_{PIIU_1}}{\partial Q_{cyMU_1}} + 2L \frac{r_{AT_{GH}} + r'_{AT_{CH}}}{U_{HOMAT}} Q_{cyMU_1} - 2L \frac{r_{AT_{GH}} + r'_{AT_{CH}}}{U_{HOMAT}} Q_{HOBU_1} = \frac{\partial \Delta P_{PIIU_2}}{\partial Q_{cyMU_2}}.$$
(22)

Розв'язавши систему рівнянь (19) і (22), отримаємо оптимальні значення  $Q_{cvMU_1}$  та  $Q_{cvMU_2}$ .

9. Враховуючи оптимальні значення  $Q_{_{CYM}U_1}$  та  $Q_{_{CYM}U_2}$  за методикою, наведеною у [9], знаходимо оптимальні значення реактивної потужності кожного генератора ЕС.

Задля оцінки ефективності наведеної методики проведено розподіл реактивної потужності між чотирма різного типу турбогенераторами ЕС з РП напругою 220 кВ та 330 кВ (рис. 2).

До РП 220 кВ приєднано два блоки з генераторами ТГВ-200 та однотипними блочними трансформаторами ТДЦГ-250000/220. До РП 330 кВ приєднано два блоки з генераторами ТГВ-200М та



**ΑCTΓ-200** та однотипними блочними ТДЦГ-250000/330. трансформаторами РΠ з'єднані між собою за допомогою АТ зв'язку АТДЦТН-240000/330/220. типу Активне навантаження кожного енергоблоку становить 200 МВт, споживання власних потреб блоків становить 7% від їхньої генерації; реактивне навантаження РП-220 кВ – 40 Мвар, а РП 330 кB – 140 Мвар.

Послідовність розподілу реактивної потужності між енергоблоками ЕС згідно запропонованої в статті методики наступна.

1. На підставі діаграм потужностей допустимих режимів роботи турбогенераторів ТГВ-200, ТГВ-200М та АСТГ-200 визначаємо

їхні мінімальні та максимальні значення реактивної потужності за активної потужності 200 МВт. Також здійснено розрахунок реактивної потужності власних потреб енергоблоків. Умовно прийнято, що коефіцієнт потужності власних потреб становить  $\cos \varphi = 0.82$ . Визначено втрати реактивної потужності в блочних трансформаторах відповідно до (3) і (6).

2. Згідно (1), (2), (4), (5) визначаємо мінімальні і максимальні значення сумарної реактивної потужності, які можуть нести блоки кожного РП:

 $Q_{\min \delta_{2}220} = -103,8$  MBap;  $Q_{\min \delta_{2}330} = -184,3$  MBap;  $Q_{\max \delta_{2}220} = 194,7$  MBap;  $Q_{\max \delta_{2}330} = 143,4$  MBap.

3. На підставі (7) і (8) отримуємо множини можливих значень сумарних реактивних потужностей блоків РП ЕС

$$\vec{Q}_{_{CYM220}} = \begin{vmatrix} -103,8 \\ -29,2 \\ 45,4 \\ 120,0 \\ 194,7 \end{vmatrix} \text{ MBap, } \vec{Q}_{_{CYM330}} = \begin{vmatrix} -184,3 \\ -102,3 \\ -20,4 \\ 61,5 \\ 143,4 \end{vmatrix} \text{ MBap.}$$

4. Проводимо розрахунок залежності втрат активної потужності енергоблоків від їхніх активних та реактивних навантажень. Отримано залежності  $\Delta P_E = f(P_E, Q_E)$  для енергоблоків, які враховують втрати активної потужності в генераторах, блочних трансформаторах, а також величину споживання власних потреб енергоблоку. Підставивши задане значення активної потужності, отримано залежності  $\Delta P_E = f(Q_E)$ , які для вказаних енергоблоків запишемо так:

$$\Delta P_{EnTTB-200} = 0,0332Q_{EnTTB-200}^{2} + 3,09Q_{EnTTB-200} + 2436;$$
  

$$\Delta P_{EnTTB-200M} = 0,0492Q_{EnTTB-200M}^{2} + 2,61Q_{EnTTB-200M} + 2699;$$
  

$$\Delta P_{EnACTT-200} = 0,0420Q_{cyM220}^{2} + 3,45Q_{cyM220} + 2970.$$

5. Виконуємо розподіл реактивної потужності між енергоблоками для кожного РП окремо для всіх  $Q_{_{CYM220_j}}$  та  $Q_{_{CYM330_j}}$  із множин  $\vec{Q}_{_{CYM220}}$  та  $\vec{Q}_{_{CYM330}}$ . За результатами розподілу для кожного  $Q_{_{CYM220_j}}$  та  $Q_{_{CYM330_j}}$  отримаємо множини значень реактивних потужностей енергоблоків відповідного РП та їх втрат активної потужності. Знаходимо сумарні втрати активної потужності енергоблоків кожного РП для всіх  $Q_{_{CYM220_j}}$  та  $Q_{_{CYM320_j}}$  та  $Q_{_{CYM320_j}}$ , тобто

$$\Delta \vec{P}_{PII220} = \begin{vmatrix} 4846 \\ 4912 \\ 5160 \\ 5598 \\ 6221 \end{vmatrix} \kappa BT; \qquad \Delta \vec{P}_{PII330} = \begin{vmatrix} 5849 \\ 5590 \\ 5614 \\ 5938 \\ 6568 \end{vmatrix} \kappa BT.$$
6. За допомогою інтерполяційної формули Лагранжа отримаємо залежності сумарних втрат активної потужності енергоблоків РП від їх сумарного реактивного навантаження

$$\Delta P_{P\Pi 220} = 0,0167 Q_{cym220}^2 + 3,08 Q_{cym220} + 4987; \qquad \Delta P_{P\Pi 330} = 0,0183 Q_{cym220}^2 + 1,5 Q_{cym220} + 5530.$$

7. Відповідно до (19) та (22) формуємо систему рівнянь задля визначення оптимальних значень сумарних реактивних потужностей енергоблоків РП, тобто

$$\begin{cases} 0,046Q_{cym330} + 3,06 + 0,015Q_{cym330} - 2,1 = 0,0334Q_{cym220} + 3,08; \\ Q_{cym330} + Q_{cym220} = 180. \end{cases}$$

Розв'язавши цю систему рівнянь, отримаємо оптимальні значення  $Q_{cvu220}$  та  $Q_{cvu330}$ , тобто

$$Q_{CVM330} = 86 \text{ MBap}, Q_{CVM220} = 94 \text{ MBap}.$$

Вирівнююча потужність, що буде протікати через АТ, для даного випадку становить 54 Мвар. Це пояснюється в першу чергу тим, що втрати активної потужності в АСТГ-200 через наявність в ньому додаткової обмотки на роторі та додаткового каналу в системі збудження значно вищі, ніж в ТГВ-200. Економічно вигіднішим є збільшення генерування реактивної потужності турбогенераторами ТГВ-200 і зменшення її генерування АСТГ-200, незважаючи на додаткові втрати активної потужності, що виникають внаслідок перетікання реактивної потужності між РП.

Сумарні втрати активної потужності турбогенераторів, блочних трансформаторів та додаткові втрати активної потужності внаслідок перетікання вирівнюючої реактивної потужності через АТ зв'язку за запропонованої методики розрахунку обчислимо так

$$\Delta P_{EC} = \Delta P_{P\Pi 220} + \Delta P_{P\Pi 330} + L\Delta P_{AT\partial o\partial} = 11,544 \text{ MBT}.$$

Для порівняння наведено також розподіл реактивної потужності окремо для кожного РП за методикою наведеною в [9], тобто  $Q_{_{CVM220}} = Q_{_{Hae220}} = 40$  Мвар та  $Q_{_{CVM330}} = Q_{_{Hae330}} = 140$  Мвар. Під час такого розподілу через АТ зв'язку не протікає реактивна вирівнююча потужність. За результатами розрахунків сумарні втрати активної потужності турбогенераторів та блочних трансформаторів ЕС становлять

$$\Delta P_{EC} = \Delta P_{PII220} + \Delta P_{PII330} = 11,678$$
 MBT.

Наведені розрахунки показують, що перетікання між РП через АТ вирівнюючої реактивної потужності дає можливість суттєво знизити втрати активної потужності паралельно працюючих енергоблоків. Навіть незважаючи на додаткові втрати в АТ зв'язку внаслідок перетікання вирівнюючої реактивної потужності, сумарні втрати активної потужності за розробленого алгоритму для вказаної ЕС можна зменшити на 1173 МВт\*год. внутрішньостанційні втрати активної енергії за рік. Це підтверджує ефективність застосування розробленої методики та математичної моделі.

Висновки. Розроблено методику та математичну модель комплексної оптимізації розподілу реактивного навантаження електростанції між окремими енергоблоками, які приєднані до РП з двома класами напруги, та перетікання реактивної потужності через автотрансформатори зв'язку. Вони базуються на забезпеченні мінімальних втрат активної потужності в генераторах, блочних трансформаторах, трансформаторах власних потреб і АТ зв'язку.

Наведені розрахунки для електростанції з генераторами номінальною потужністю 200 МВт, які приєднані до РП з двома класами напруги (220 кВ та 330 кВ) та АТ зв'язку 220/330 кВ, показують, що використання розроблених методики та математичної моделі дає змогу зменшити внутрішньостанційні втрати активної потужності, а значить підвищити ефективність її роботи.

1. Стогній Б.С., Кириленко О.В., Денисюк С.П. Інтелектуальні електричні мережі електроенергетичних систем та їхнє технологічне забезпечення. *Технічна електродинаміка*. 2010. № 6. С. 44–50.

2. Kulyk V., Burykin O., Pirnyak V. Optimization of the placement of reactive power sources in the electric grid based on modeling of its ideal modes. *Technology Audit and Production Reserves*. 2018. Vol. 2. No 1(40). Pp. 59–65. DOI: <u>https://doi.org/10.15587/2312-8372.2018.129237</u>.

3. Лежнюк П.Д., Кулик В.В., Нетребський В.В., Тептя В.В. Принцип найменшої дії в електротехніці та електроенергетиці: монографія. Вінниця: ВНТУ, 2014. 212 с.

4. Лежнюк П.Д., Демов О.Д., Півнюк Ю.Ю. Поетапний розрахунок компенсації реактивної потужності у розподільних електричних мережах із використанням відносних спадів напруги. Вісник Приазовського Державного Технічного Університету. Серія: Технічні науки. 2015. Т. 2. № 30. С. 108–115. DOI: <u>https://doi.org/10.31498/2225-6733.30.2015.52729</u>.

5. Кулик В.В., Грицюк І.В., Грицюк Ю.В. Оптимальне керування потоками реактивної потужності в розподільних електромережах з розосередженим генеруванням. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Спеціальний випуск. 2013. С. 151–158.

6. Hinz F., Moest D. Techno-economic Evaluation of 110 kV Grid Reactive Power Support for the Transmission Grid. IEEE Transactions on Power Systems. 2018. Vol. 33. No 5. Pp. 4809-4818. DOI: https://doi.org/10.1109/TPWRS.2018.2816899.

7. Becker W. Reactive power management by distribution system operators concept and experience. *CIRED. Open* Access Proceedings Journal. 2017. Vol. 2017. No 1. Pp. 2509–2512. DOI: <u>https://doi.org/10.1049/oap-cired.2017.0347</u>.

8. Про ринок електричної енергії: Закон України від 13.04.2017 р. № 2019-VIII. URL: <u>http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/2019-19</u> (дата звернення 04.06.2024).

9. Сегеда М.С., Олексин В.П., Олексин А.В. Оптимальний розподіл реактивної потужності між синхронними та асинхронізованими турбогенераторами. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 5. С. 68-73.

10. Сегеда М.С. Електричні мережі та системи. Львів: Видавництво Національного університету Львівська політехніка, 2015. 488 с.

#### OPTIMAL DISTRIBUTION OF REACTIVE POWER AMONG POWER UNITS CONNECTED TO DISTRIBUTION DEVICES OF VARIOUS VOLTAGE CLASSES

M.S. Seheda, A.V. Oleksyn,

#### Lviv Polytechnic National University,

12, Stepan Bandera Street, Lviv, 79013, Ukraine. E-mail: <u>mykhailo.s.seheda@lpnu.ua</u>; <u>andrii.v.oleksyn@lpnu.ua</u>.

This paper examines the features of in-station optimization of reactive power operating modes at power plants whose power units are connected to distribution devices of two different voltage classes with autotransformers. For such power plants, a methodology and mathematical model have been developed for the comprehensive optimization of distribution of reactive load among power units and reactive power flow through autotransformers. The proposed methodology and mathematical model incorporate the technical and economic characteristics, the maximum and minimum constraints, active power losses in generators, block transformers, auxiliary transformers, and autotransformers, as well as the power supply schemes for the auxiliary needs of the power plant. A detailed description of the implementation metholodgy for the comprehensive optimization of distribution of reactive load among power units connected to distribution devices of two different voltage classes, as well as reactive power flow through autotransformers are provided. Its application enables the determination of the optimal value of reactive power for each of the parallel-operating power units and reactive power flow through autotransformers to ensure the minimum level of active power losses of a power plant as a whole. Calculations of the instation active power losses at a power plant with generators possessing a nominal capacity of 200 MW connected to 220 kV and 330 kV distribution devices with 220/330 kV autotransformers have been conducted. The obtained results confirm the economic efficiency of the developed methodology. References 10, figures 2.

*Keywords*: reactive power distribution, voltage regulation, mathematical model, power units, generators, block transformers, autotransformers.

1. Stohnii B.S., Kyrylenko O.V., Denysiuk S.P. Intelligent Electrical Networks in Power Systems and Their Technological Support. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 6. Pp. 44–50. (Ukr)

2. Kulyk V., Burykin O., Pirnyak V. Optimization of the placement of reactive power sources in the electric grid based on modeling of its ideal modes. *Technology Audit and Production Reserves*. 2018. Vol. 2. No 1(40). Pp. 59–65. DOI: https://doi.org/10.15587/2312-8372.2018.129237.

3. Lezhniuk P.D., Kulyk V.V., Netrebskyi V.V., Teptia V.V. The Principle of Least Action in Electrical Engineering and Power Engineering: Monograph. Vinnytsia: VNTU, 2014. 212 p. (Ukr)

4. Lezhniuk P.D., Demov O.D., Pivniuk Yu.Yu. A Step-by-Step Calculation of Reactive Power Compensation in Distribution Electric Networks Using Relative Voltage Drops. *Visnyk Pryazovskoho Derzhavnoho Tekhnichnoho Universytety.Seriia: Tekhnichni nauky.* 2015. Vol. 2. No 30. Pp. 108–115. DOI: <u>https://doi.org/10.31498/2225-6733.30.2015.52729</u> (Ukr)

5. Kulyk V.V., Hrytsiuk I.V., Hrytsiuk Yu.V. Optimal Control of Reactive Power Flows in Distribution Networks with Distributed Generation. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi akademii nauk Ukrainy. Spetsialnyi vypusk.* 2013. Pp. 151–158. (Ukr)

6. Hinz F., Moest D. Techno-economic Evaluation of 110 kV Grid Reactive Power Support for the Transmission Grid. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2018. Vol. 33. No 5. Pp. 4809–4818. DOI: https://doi.org/10.1109/TPWRS.2018.2816899.

7. Becker W. Reactive power management by distribution system operators concept and experience. *CIRED - Open* Access Proceedings Journal. 2017. Vol. 2017. No 1. Pp. 2509–2512. DOI: <u>https://doi.org/10.1049/oap-cired.2017.0347</u>.

8. On the Electricity Market: Law of Ukraine dated 13.04.2017 No. 2019-VIII. URL: <u>http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/2019-19</u> (accessed 04.06.2024). (Ukr)

9. Seheda M.S., Oleksyn V.P., Oleksyn A.V. Optimal Distribution of Reactive Power Between Synchronous and Asynchronized Turbogenerators. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 5. Pp. 68-73. (Ukr)

10. Seheda M.S. Electrical Networks and Systems. Lviv: Publishing House of Lviv Polytechnic National University, 2015. 488 p. (Ukr)

Надійшла 05.08.2024 Остаточний варіант 19.12.2024

## IMPACT OF SEASONALITY OF GENERATION AND LOAD ON THE OPTIMAL CAPACITY OF THE ENERGY STORAGE SYSTEM OF THE PROSUMER'S MICROGRID

O.V. Kulapin<sup>\*</sup>, A.V. Ivakhnov<sup>\*\*</sup>, S.O. Fedorchuk<sup>\*\*\*</sup>, K.V. Makhotilo<sup>\*\*\*\*</sup>, D.O. Danylchenko<sup>\*\*\*\*\*</sup>, O.V. Bulhakov<sup>\*</sup> National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Kyrpychova Str., 2, Kharkiv, 61002, Ukraine.

E-mail: andrii.ivakhnov@khpi.edu.ua.

Due to the instability of renewable energy sources, maintaining the stable operation of microgrids becomes an urgent and difficult task. energy storage systems can provide uninterrupted power for such Microgrids, but their integration is accompanied by challenges related to determining the optimal storage parameters. This study presents a method that allows optimizing the capacity of the energy storage system, taking into account various controller algorithms of the operation of the prosumer's microgrid. Purpose. Development of a method for determining the optimal capacity of an energy storage system to maximize profit from interaction prosumer's microgrid with the power grid. Two radically different controller algorithms of microgrid operation are considered: the first is focused on the maximum use of solar generation, and the second is on the balanced use of all elements of the prosumer's microgrid system, including storage and energy consumption. A microgrid was studied using the example of a prosumer, which includes a solar photovoltaic system, a load profile, an energy storage system and connection to the power grid at a three-zone time-touse tariff. In order to evaluate the effectiveness of the selected strategies, an analysis of indicators for winter and summer days was carried out, which made it possible to reveal the effect of seasonality on the operation of the microgrid. The proposed method allows to determine the capacity of the energy storage system when designing individual solar photovoltaic system. References 15, table 2, figures 10.

Key words: microgrid, load modelling, prosumer, energy storage, renewable energy sources, optimization.

Introduction. Microgrids (MGs) are self-contained low-voltage energy systems that are predominantly used in modern power grids to generate energy from renewable energy sources. microgrids include Distributed Energy Resources (DERs) based on renewable energy sources such as wind and solar generation systems, forecasted and stochastic consumers (their Load Profiles), and Energy Storage Systems (ESS) [1–5]. Prosumer is an active consumer who has a two-way connection with the Power Grid [6, 7].

In turn, the MGs of the prosumer should include a generation system, a load profile, an energy storage system, a control system and be able to transmit electricity to the power grid in two ways. Also, such systems, in the case of disconnection from the Power Grid, should be able to operate autonomously for some time.

Due to the inconsistency of the generation of renewable energy sources (RES), the operation of MGs becomes unreliable, which necessitates the use of Battery energy storage systems that can instantly supply energy if necessary [6–8]. Unreliability is also driven by demand due to fluctuating loads on the consumer side and variations in electricity prices [9, 10]. This leads to voltage and frequency fluctuations, and also affects the stable operation of the system. Such problems can be solved with the help of ESS [1, 2, 4, 8, 11, 12].

In recent years, many researchers have been presenting control algorithms for Microgrids based on advanced electronic devices [7, 13]. These strategies formulate a complex objective function that takes into account the costs of operating and maintaining generating plants, the cost of exchanging with the grid, as well as greenhouse gas emissions. However, they are not sufficiently focused on determining the optimal capacity of the energy storage system. In progress [7, 8, 12, 14, 15] Consumer load management strategies are developed that include demand-response programs such as incentive or dynamic pricing and direct load management. While these strategies optimize energy costs, their demand-response programs are mainly aimed at reducing the

<sup>©</sup> Kulapin O.V., Ivakhnov A.V., Fedorchuk S.O., Makhotilo K.V., Danylchenko D.O., Bulhakov O.V., 2025 ORCID: \* https://orcid.org/0000-0001-9283-6910; \*\* https://orcid.org/0000-0001-8280-0033; \*\*\* https://orcid.org/0000-0001-7676-8313; \*\*\*\*\*\*\* https://orcid.org/0000-0001-7081-071X; \*\*\*\*\*\*\* https://orcid.org/0000-0001-7912-1849; \*\*\*\*\*\*\* https://orcid.org/0000-0002-3244-420X

 $<sup>^{\</sup>odot}$  Publisher Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2025

This is an Open Access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.en

ratio of peak to average demand, i.e., load equalization. However, in the case of MGs, these demand-responds programs do not significantly improve the cost-effectiveness and reliability of the system.

Therefore, in order to make the Prosumer's Microgrid cost-effective and efficient, it is needed to develop a strategy for determining the optimal ESS capacity based on the prosumer's load profile, which focuses on: 1) maximizing the prosumer's profit from interacting with the grid and 2) efficient use of the Battery Energy Storage System (BESS) taking into account the load that is not provided by renewable energy. In contrast to existing approaches, the proposed ESS capacity determination algorithm is aimed at maximizing battery utilization and interaction with the power grid. This is achieved by using a three-zone time-of-use tariff plan for electricity and developed strategies for the operation of energy storage.

**The goal** of the paper is development of a method for determining the optimal capacity of the energy storage system to maximize the profit of the prosumer's microgrid from interaction with the electric power grid due to different seasons as winter and summer.

Subject of investigations. The developed model of the prosumer includes a rooftop solar photovoltaic system with a capacity of 8 kW, the Load Profile described in the paper [6], ESS with a smart controller and connection to the power grid. Mathematical model makes at Matlab. The Single-line diagram of the developed Prosumer's Microgrid is shown in Figure 1.

At Figure 2, a shows a profile of generation for the summer and winter seasons obtaining from the

SoDa [3], as well as the Load Profiles of a family shown at Figure 2, *b*. The load profile is average in the profiles for the summer and winter seasons of the typical family's working day, generated by LPG [6]. The family consists of two adults working remotely and two children. The house is equipped with a standard set of equipment for a comfortable stay and has a gas heating system.





## Basic calculation relationships and assumptions.

*Objective function:* The objective function presented at formulae (1) is aimed at maximizing the profit received from the sale of electricity to the power grid. It consists of the sale of electricity to the power grid (3), the cost of purchasing electricity from the power grid (4) and the cost of using a unit of capacity of the energy storage system (5).

$$\max_{C} \sum_{i=0}^{N} \left( C_{sell}(t_i) - C_{buy}(t_i) - C_{main}(t_i) \right), \tag{1}$$

$$N = T/\Delta T , \qquad (2)$$

where T is the total duration of the test period of system operation; *i* is the number of the time period into which the test period is separeted; N is the number of time periods;  $\Delta T = 0,25$  is time period, *hour*;  $t_i = i \cdot \Delta T$  is the moment of the beginning of the *i*-th time period;  $C_{sell}(t_i)$  is the total cost of power sold to the grid for the period  $t_i$ , \$;  $C_{buy}(t_i)$  is the total cost of power purchased from the grid for the period  $t_i$ , \$;  $C_{main}(t_i)$  is the total cost of operating the ESS for the period  $t_i$ , \$



$$C_{sell}(t) = P_{sell}(t) \cdot K_{encost}(t) \cdot E_{tariff} \cdot \Delta T , \qquad (3)$$

where  $P_{sell}(t)$  is power sold to the Power Grid in a period of time t, kW;  $K_{encost}(t)$  is electricity cost factor as a function of time t;  $E_{tariff}$  is electricity tariff,  $\frac{k}{k}$ .

$$C_{buy}(t) = P_{buy}(t) \cdot K_{encost}(t) \cdot E_{tariff} \cdot \Delta T , \qquad (4)$$

where  $P_{buy}(t)$  is power purchased from the Power Grid over a period of time t, kW.

$$C_{main}(t) = BC \cdot K_{BC} \cdot \Delta T , \qquad (5)$$

where BC is ESS capacity, kWh;  $K_{BC}$  is the cost of using a unit of ESS,  $/(kWh \cdot h)$ .

$$K_{BC} = \frac{Cost_{batt} \cdot 10^3}{U_b \cdot I_b \cdot h_b},$$
(6)

where  $Cost_{batt}$  is the cost of one battery, \$;  $h_b$  is estimated battery life-time 10 year, corresponding to 3500 cycles of charge/discharge, *hour*;  $U_b$  is battery voltage, V;  $I_b$  is battery capacity, Ah.

Prosumer's Microgrid power balance equation: The installed MGs satisfies the load of the domestic building and exports electricity to the power grid. The power balance equation at each time t is given by the formula (7).

$$P_{\text{grid}}(t) = P_{\text{gen}}(t) - P_{\text{load}}(t) + P_{\text{BESS}}(t), \qquad (7)$$

where  $P_{gen}(t)$  is generation capacity in time period *t*, *kW*;  $P_{load}(t)$  is load power in time period *t*, *kW*;  $P_{BESS}(t)$  is the charge or discharge power of the ESS in the time period *t*, *kW*.  $P_{PESS}(t) = P_{discharge}(t) - P_{abarge}(t)$ , (8)

$$P_{BESS}(t) = P_{discharge}(t) - P_{charge}(t) ,$$

where  $P_{discharge}(t)$  is the power of the ESS discharge in the time period t, kW;  $P_{charge}(t)$  is the power of the ESS charge in the time period t, kW.

All types of power at equations (7), (8) takes as constant for a period of time  $\Delta T$ , that is, taken as average power during this period.

Technical limitations of the Prosumer's Microgrid: When modeling MGs, it is necessary to take into account the limitations of the ESS operation. The system must not exceed the limit values of the battery's charge or discharge power to ensure a guaranteed period of operation of the energy storage system. In this study, for simplicity, the charging/discharging process is considered linear depending on the SOC parameter.

The maximum charging power of the battery is found by equation (9)

 $P_{charge.max} = 0.8 \cdot BC \cdot 1 \begin{bmatrix} h^{-1} \end{bmatrix}, \qquad (9)$  $0 \le P_{charge} \le P_{charge.max}. \qquad (10)$ 

The maximum discharging power of the battery is according to equation (11)

$$P_{discharge,max} = 0.8 \cdot BC \cdot 1 \begin{bmatrix} h^{-1} \end{bmatrix},$$
(11)  
$$0 \le P_{discharge} \le P_{discharge,max}.$$
(12)





(13)

where *SOC* is the state of charge of the ESS battery in relative units;  $SOC_{min}$  is the minimum permissible state of charge of the ESS battery;  $SOC_{max}$  is the maximum permissible state of charge of the ESS battery.

**Prosumer's Microgrid Modeling and Management Algorithms.** In the work, the limit values of the state of charge of the battery are taken as  $SOC_{min} = 0.2$  and  $SOC_{max} = 1$ . At Figure 3 shown working algorithm of Prosumer's Microgrid showed. The simulation covers two days, 15 minutes increments, all balance equations are calculated for 192 intermediate points. Only the second day data is involved in the analysis, the first is used as "calibrated day" due to the inability to determine the initial conditions for the first day.

*Direct controller algorithm (DirC)*: The "direct" controller algorithm is focused on preserving peak generation with the help of ESS and transferring it to the evening and

night hours. The controller algorithm is implemented by changing modes as shown in Figure 4.

Case 1. The load power exceeds the output power of the Solar Photovoltaic System. There are two options for this mode:

 1a. The battery is not completely discharged. The load is partially provided by its own generation, the deficit is covered by the battery.

1b. The battery is completely discharged.
 The load is partially provided by its own generation, the deficit is covered by the power grid.

Case 2. The output power of generation exceeds the load capacity. There are two options for this mode:

-2a. The battery is not fully charged. The load is provided by its own generation, the exceeds goes to charge the battery.

- 2b. The battery is fully charged. The load is provided by its own generation, the exceeds is sold to the grid.

Smart controller algorithm (SmC): The "smart" controller algorithm is aimed at maximizing profits from the sale of electricity at peak times at a three-zone time-of-use tariff. The controller algorithm is implemented by series changing modes during the day, as shown in Figure 5. Here h is hour number in the current conditions.

Case 1. Dawn from 7:00 a.m. to 8:00 p.m. There is no own generation, we cover our own load from the power grid.

Case 2. Morning from 8:00 a.m. to 11:00 a.m. Tariff coefficient  $K_{encost}$ = 1.5. We cover our own load with the energy accumulated in the battery and sell all our own generation to the power grid. Provided that the battery charge has dropped to a minimum value, we use our own generation and purchase energy from the power grid. We do not charge the battery (we use it only for discharge).

Case 3. Lunch from 11:00 a.m. to 8:00 p.m. Tariff coefficient  $K_{encost}$  = 1. We use batteries only to charge from our own generation. Provided that our own load exceeds our own generation, we additionally



Start PBESS=Pgen - Ploac End

Fig. 4

76

use energy from the grid to cover the deficit. Provided that we cover our own load at the expense of our own generation, then we use the exceeds energy to charge the battery. If the battery charge has reached its maximum value, then we sell the excess energy to the power grid.

Case 4. Evening from 20:00 to 22:00. We cover our own load with the energy accumulated in the battery. Provided that the battery charge has dropped to the minimum value, we use our own generation and purchase energy from the power grid. We do not charge the battery (we use it only for discharge).

Case 5. Dusk from 10:00 p.m. to 11:00 p.m. There is no own generation, we cover our own load from the battery and from the power grid. We do not charge the battery (we use it only for discharge).

Case 6. Night from 11:00 p.m. to 7:00 a.m. Tariff coefficient  $K_{encost} = 0.4$ . We charge the battery to the maximum value and cover our own load from the power grid. We use the battery only for charging from the mains.

Optimization method. To solve the optimization problem, the Hook-Jeeves direct search method was chosen. The search starts at the starting point x0, called the old basis, and is carried out along the coordinate directions. In each direction, in turn, with steps  $+t_0$  and  $-t_0$ , the conditions for finding a local solution are checked, after which the new base point is  $x_i$  with the coordinates obtained as a result of successful steps.

The direction from the old basis to the new one determines the direction of the search acceleration, and as the next point of the minimizing series is checked  $y_1 = x_0 + \lambda(x_1 - x_0)$ . Here,  $\lambda$  is the accelerating multiplier, which is determined automatically in Matlab. If point y1 is successful, it becomes the next point to explore, otherwise the search continues from point x1. The search ends when the accuracy of the coordinates reaches less than  $10^{-6}$ .

This study looked at one type of Prosumer and its load model in winter and summer, as described in [11]. The installed load capacity of the Prosumer is 10 kW, and the daily consumption throughout the year varies from 12 to 24 kWh. Simulation of the prosumer's microgrid was carried out for the rated power of the Rooftop Solar Photovoltaic System of 8 kW, separately for the winter and summer periods of the year. The duration of the test period of operation of the system T at equation (1) was 48 hours, that is, one day. Numerical simulation and optimization were performed using Matlab.

Given the local nature of the chosen optimization method, the complexity of equation (1) and the changing simulation conditions, the choice of starting point x0 can significantly affect the results. Therefore, for verification, the algorithm was run from the starting points  $x_0 = 0$ ,  $x_0 = 30$ ,  $x_0 = 60$ . These  $x_0$  values correspond to the edges and medium of the desired ESS battery capacity range. The results showed that running from all starting points resulted in the same solution, although the number of iterations differed but did not exceed 50.

Simulation results. In this model, the cost of electricity is taken as  $E_{tariff} = 0.1 \cdot K$  [\$]. Figure 6 shows

the hourly profile of the zonal pricing coefficient K for a prosumer at a three-zone time-of-use tariff.

To assess the effectiveness of the proposed algorithms for controlling the Prosumer's Microgrid, it is considered on the example of the winter and summer seasons. A day (T = 24) is simulated to assess the effectiveness of the ESS, the modeling step is selected in 15 minutes. The work did not take into account the limitations of connecting the MGs to the Power Grid.

The following are profiles of the MGs example for the "direct" and "smart" controller algorithm. Figure 7 shows the SOC parameters of the optimal ESS capacity of smart and direct controller algorithms. Figure 8 shows the charging / discharging power of the ESS. Figure 9 shows the MGs power that is transmitted to the power grid.





ISSN 1607-7970. Техн. електродинамика. 2025. № 3

Table 1 and Table 2 shows the generalized results obtained for the summer and winter seasons under different controller algorithms of MGs operation. For each of the controller algorithms, simulations were carried out at different values of the ESS capacitance. Figure 10 shows the dependence of profit on the capacity of the ESS for the summer (a) and winter (b) seasons. In economic calculations, the issue of RES taxation was not taken into account.

Table 1										
Controller algorithm		DirC			SmartC					
BC, kWh	0	10	20	11,15	30	55	70	94,5	100	
$P_{\Sigma sell}, kWh$	36,224	28,269	22,546	44,801	68,512	103,188	124,953	160,395	168,167	
$C_{\Sigma sell}$ , \$	4,373	3,363	2,480	5,975	9,868	15,363	18,759	24,271	25,518	
$P_{\Sigma buy}$ , kWh	12,352	4,488	1,855	21,495	48,234	86,609	110,234	148,554	160,859	
$C_{\Sigma buy}$ , \$	1,206	0,214	0,076	1,403	3,135	5,732	7,352	9,987	10,940	
$K_{BC}$ , $(kWh\cdot h)$	0,004	0,004	0,004	0,004	0,004	0,004	0,004	0,004	0,004	
Profit, \$	3,168	2,268	0,641	3,589	4,088	4,782	5,236	5,954	5,763	

#### Table 2

Controller algorithm		DirC		SmartC					
BC, kWh	0	10	20	5	11,15	15	25	55	94,2
$P_{\Sigma sell}$ , kWh	4,369	0,000	0,000	7,673	13,823	16,057	24,807	51,057	85,357
$C_{\Sigma sell}$ , \$	0,593	0,000	0,000	1,160	2,109	2,454	3,804	7,854	13,146
$P_{\Sigma buy}$ , kWh	29,201	25,838	25,231	33,745	40,049	44,254	54,504	85,254	125,434
$C_{\Sigma buy}$ , \$	2,888	2,491	2,428	3,055	3,372	3,610	4,124	5,667	7,683
$K_{BC}$ , $(kWh\cdot h)$	0,004	0,004	0,004	0,004	0,004	0,004	0,004	0,004	0,004
Profit, \$	-2,295	-3,372	-4,191	-2,336	-2,245	-2,478	-2,524	-2,661	-2,841











Fig. 10

ISSN 1607-7970. Техн. електродинамика. 2025. № 3

In the case of a "smart" controller algorithm, the optimal value of the ESS capacity will be 94.5 *kWh*. This is due to the fact that at lower values of the ESS capacity, the amount of energy purchased during peak hours is quite expensive. Otherwise, if the capacity of the ESS is higher than the optimal one, the cost of using a unit of ESS capacity makes the use of such systems economically unprofitable.

Based on the results from Table 2, In the winter season, the "direct" and "smart" controller algorithms are not profitable. This is due to the fact that, unlike the summer season, its own generation falls sharply. The optimal solution for a "direct" controller algorithm would be the rejection of ESS. In turn, the optimal value of the ESS capacity according to the "smart" controller algorithm allows us to reduce spending. It should be noted that the results obtained by the ESS capacity correspond to the goal of obtaining maximum profit and, when choosing a different management strategy, may differ significantly.

Conclusions. In this work, a detailed study of the influence of seasonality on the optimal capacity of ESS in prosumer's microgrid was carried out. The main purpose of the study is to determine the optimal strategies for ESS management to maximize profits from interaction with power grids in the context of variable seasonal characteristics of electricity generation and consumption.

The simulation results showed that in winter, when domestic electricity generation is significantly reduced, the controller algorithms of "direct" and "smart" management do not provide profit. This indicates that in conditions of low generation, the optimal solution may be to abandon the use of ESS, since the costs of its operation outweigh the possible benefits.

At the same time, in the summer season, when generation is more stable and higher, choosing a "smart" controller algorithm can significantly increase profits. If we take into account the limitations of the power grid connection, then the data of the optimal values of the ESS capacity will change. The next stage of the study involves determining the impact of constraints, connecting the power of the prosumer's microgrid to the power grid, on the optimal capacity of the ESS.

1. Aghmadi A., Mohammed O.A. Energy Storage Systems: Technologies and High-Power Applications. *Batteries*. 2024. Vol. 10. No 4. P. 141. DOI: https://doi.org/10.3390/batteries10040141.

2. Ali Z.M., Calasan M., Aleem S.H.E.A., Jurado F., Gandoman F.H. Applications of Energy Storage Systems in Enhancing Energy Management and Access in Microgrids: A Review. *Energies*. 2023. Vol. 16. No 16. P. 5930. DOI: https://doi.org/10.3390/en16165930.

3. APOLLO cloud statistics. SoDa. URL: https://www.soda-pro.com (accessed at 12.10.2024).

4. Blinov I.V., Parus Ye.V., Shymaniuk P.V., VorushyloA.O. Optimization model of microgrid functioning with solar power plant and energy storage system. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2024. No 5. Pp. 69–78. DOI: <u>https://doi.org/10.15407/techned2024.05.069</u>. (Ukr)

5. Elalfy D. A., Gouda E., Kotb M. F. et al. Comprehensive review of energy storage systems technologies, objectives, challenges, and future trends. *Energy Strategy Reviews*. 2024. Vol. 54. P. 101482. DOI: https://doi.org/10.1016/j.esr.2024.101482.

6. Kulapin O., Makhotilo K. Modeling of Prosumer Load Profiles based on behavioral approach. *Energetyka: ekonomika, tekhnologii, ekologiia.* 2024. No 1. Pp. 98–105. DOI: <u>https://doi.org/10.20535/1813-5420.1.2024.297584</u>. (Ukr)

7. Sharma P., Saini K.K., Mathur H.D., Mishra P. Improved Energy Management Strategy for Prosumer Buildings with Renewable Energy Sources and Battery Energy Storage Systems. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*. Vol. 12. Issue 2. Pp. 381–392. DOI: <u>https://doi.org/10.35833/MPCE.2023.000761.</u>

8. Fedorchuk S., Ivakhnov A., Bulhakov O., Danylchenko D. Optimization of Storage Systems According to the Criterion of Minimizing the Cost of Electricity for Balancing Renewable Energy Sources. IEEE KhPI Week on *Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 05-10 October 2020. Pp. 519–525. DOI: https://doi.org/10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250155.

9. Bouakkaz A., Mena A.J.G., Haddad S., Ferrari M.L. Efficient energy scheduling considering cost reduction and energy saving in hybrid energy system with energy storage. *Journal of Energy Storage*. 2021. Vol. 33. P. 101887. DOI: https://doi.org/10.1016/j.est.2020.101887.

10. Gopee Y., Gaetani-Liseo M., Blavette A., Camillers G., Roboam X., Alonso C. Energy Management System for a Low Voltage Direct Current Microgrid: Modeling and experimental validation. 48th Annual Conference *of the IEEE Industrial Electronics Society( IECON 2022)*, Brussels, Belgium, 17-20 October 2022. Pp. 1–6. DOI: https://doi.org/10.1109/IECON49645.2022.9968485.

11. Kulapin O., Makhotilo K. Selection of Optimal Battery Capacity of the Household Prosumer. *Visnyk Vinnytskoho Politekhnichnoho Instytutu*. 2024. No 4. Pp. 30–36. DOI: <u>https://doi.org/10.31649/1997-9266-2024-175-4-30-36</u>. (Ukr) 12. Hashemi A., Derakshan G., Pahlavani M., Abdi B. Optimal Scheduling of Residential Electricity Demand Based on the Power Management of Hybrid Energy Resources. *Environmental and Climate Technologies*. 2020. Vol. 24. Issue 1. Pp. 580–603. DOI: <u>https://doi.org/10.2478/rtuect-2020-0036</u>.

13. Sharma P., Bhattacharjee D., Mathur H.D., Mishra P., Siguerdidjane H. Novel optimal energy management with demand response for a real-time community microgrid. *IEEE* International Conference on *Environment and Electrical Engineering and IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC/I&CPS Europe)*, Madrid, Spain, 06-09 June 2023. Pp. 1–6. DOI: https://doi.org/10.1109/EEEIC/ICPSEurope57605.2023.10194855.

14. Zhao C., He J., Cheng P. та iн. Consensus-Based Energy Management in Smart Grid With Transmission Losses and Directed Communication. *IEEE Transactions on Smart Grid*. 2017. Vol. 8. Issue 5. Pp. 2049–2061. DOI: https://doi.org/10.1109/TSG.2015.2513772.

15. Fouladi E., Baghaee H., Bagheri M., Lu M., Charehpetain G.B. BESS Sizing in an Isolated Microgrid Including PHEVs and RERs. 2020 IEEE International Conference on *Environment and Electrical Engineering* and 2020 IEEE Industrial and *Commercial Power Systems Europe* (EEEIC/I&CPS Europe), Madrid, Spain, 09-12 June 2020. DOI: https://doi.org/10.1109/EEEIC/ICPSEurope49358.2020.9160640.

#### УДК 621.3

### ВПЛИВ СЕЗОННОСТІ ГЕНЕРАЦІЇ ТА НАВАНТАЖЕННЯ НА ОПТИМАЛЬНУ ЄМНІСТЬ СИСТЕМИ НАКОПИЧЕННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ МІКРОМЕРЕЖІ ПРОСЬЮМЕРА

О.В. Кулапін, А.В. Івахнов, С.О. Федорчук, К.В. Махотіло, Д.О. Данильченко, О.В. Булгаков Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», вул. Кирпічова, 2, Харків, 61002, Україна. E-mail: andrii.ivakhnov@khpi.edu.ua.

У зв'язку з нестабільністю відновлюваних джерел енергії підтримка сталої роботи мікромереж стає актуальним і складним завданням. Системи накопичення енергії можуть забезпечити безперервне живлення для таких мікромереж, проте їхня інтеграція супроводжується викликами, пов'язаними з визначенням оптимальних параметрів систем накопичення енергії. У роботі представлено методику, що оптимізує ємність системи накопичення енергії, враховуючи різні алгоритми контролера для функціонування мікромережсі просьюмера. Розроблено метод визначення оптимальної ємності системи накопичення енергії задля максимізації прибутку від взаємодії з мережею. Розглядаються два кардинально різних алгоритми контролера роботи мікромережсі: перший зосереджений на максимальному використанні сонячної генерації, а другий – на збалансованому використанні усіх елементів системи, включаючи накопичувачі і споживачі енергії. Досліджено мікромережу на прикладі просьюмера, що включає сонячну фотоелектричну систему, профіль навантаження, систему накопичення електроенергії та підключення до енергомережсі за тризонним тарифом. Задля оцінки ефективності обраних стратегій проведено аналіз показників для зимового та літнього днів, що дало можливість виявити вплив сезонності на роботу мікромережі. Запропонований метод дає змогу визначати ємність системи накопичення енергії под час просктування індивідуальних фотоелектричних систем системи накопичення енергії по час просктування індивідуальних фотоелектричних системи системи накопичення енергії по час просктування смережі.

*Ключові слова:* мікромережа, моделювання навантаження, просьюмер, системи накопичення енергії, відновлювані джерела енергії, оптимізація.

Received 28.10.2024 Accepted 20.01.2025

## СИСТЕМА КЕРУВАННЯ ПРОЦЕСАМИ ЗАРЯДУ ЕЛЕКТРОМОБІЛЕЙ У РАЗІ ВИКОРИСТАННЯ КОНЦЕПЦІЇ ДВОБІЧНОГО ЕНЕРГЕТИЧНОГО ОБМІНУ МІЖ ЕЛЕКТРОМОБІЛЕМ, СИСТЕМОЮ ЗБЕРІГАННЯ ТА MICROGRID

Г.С. Бслоха<sup>1\*</sup>, канд. техн. наук, Р. Стржелецьки<sup>2</sup>\*\* докт. техн. наук <sup>1</sup> НТУ України «КШ ім. Ігоря Сікорського», пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна, e-mail: <u>pointage13@gmail.com</u>. <sup>2</sup> Іданський технологічний університет, Польща.

Оптимізоване використання електромобілів має великий потенціал, оскільки воно можливе для допоміжних послуг. Задля більш надійної роботи Microgrid, коли не має умов для віддачі енергії в мережу, її можна віддати через систему зберігання енергії в акумулятори електромобілів та зберігати там. При цьому використовується двонаправлена передача енергії: як в електромобіль, так і від нього. Дослідження роботи системи керування Microgrid постійного струму проведено імітаційним моделюванням в Matlab. Керування відбувається згідно розробленого алгоритму підключення та відключення парку електромобілів та щоденного профілю їхніх потужностей. Результати дослідження підтвердили доцільність використання проміжсної (буферної) системи зберігання у разі використання концепції двобічного енергетичного обміну між електромобілем та Microgrid. Наведено оцінку ефективності истеми керування електромобілем. Бібл. 16, рис. 3, табл. 1.

Ключові слова: електромобіль, Microgrid, локальна система, система зберігання енергії, акумуляторна батарея.

Вступ. Збільшення кількості електромобілів (EV) призвело до виникнення питань, пов'язаних із їхнім зарядом. Неконтрольований заряд електромобілів знижує якість електроенергії через нестабільність частоти та напруги. Особливо це відчутно в електроенергетичних системах з відновлюваними і розосередженими джерелами живлення та системами зберігання енергії. Перед системою керування таких систем стоять задачі, які пов'язані з визначенням пріоритету використання енергії кожного генератора з врахуванням особливостей кожного з джерел енергії та проблеми зберігання невикористаної енергії відновлюваних джерел [3]. Застосування відновлюваних джерел енергії у зарядній станції електромобіля розглядається в багатьох дослідженнях як найбільш адекватне рішення задля максимізації економічних і екологічних переваг електромобілів та розвитку локальних мереж [1 – 7].

Класичний режим роботи під час підключення електромобіля до мережі є режим його заряджання (мережа – електромобіль G2V). Задля керування цим процесом, підтримування заряду акумулятора, оцінювання рівня заряду та продовжування терміну служби акумулятора розробляються спеціальні алгоритми керування зарядом. Двонаправлена передача енергії як в електромобіль, так і від нього назад у мережу надає широкий спектр переваг для локальної системи. Впровадження концепції мережа – електромобіль – мережа (V2G) допоможе енергосистемі в регулюванні частоти, підтримці напруги, балансу реактивної та активної потужностей; використання електромобілей як резервне джерело задля зберігання енергії від відновлюваних джерел. Перетворювачі силової електроніки є невід'ємною частиною системи керування процесів заряду. Задля організації передачі енергії з електромобіля в Місгоgrid використовуються двонаправлені перетворювачі.

В [4 – 11] відмічається, що використання електромобілів як елементів зберігання збільшують експлуатаційну гнучкість електричної мережі особливо в періоди пікового навантаження, а також для інтеграції відновлюваних джерел енергії в мережу. Задля зниження пікового навантаження здебільшого використовуються програми реагування на попит. Наразі бракує досліджень щодо розробки зарядних станцій, інтегрованих із системами зберігання.

Мета роботи – розробка системи керування зарядом електромобіля задля підвищення ефективності Microgrid у разі використання акумуляторів електромобілів як додаткових елементів зберігання у процесі двобічного обміну енергії з проміжною (буферною) системою зберігання.

<sup>©</sup> Бєлоха Г.С., Стржелецьки Р., 2025

ORCID: \* <u>https://orcid.org/0000-0003-4277-367X;</u> \*\* <u>https://orcid.org/0000-0001-9437-9450</u> © Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2025

ССВУ-NC-ND 4.0 https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk

Матеріал досліджень. Місгодгіd, що працює на постійному струмі, має численні переваги, включаючи постачання енергії високої потужності без необхідності регулювання реактивної потужності, відсутність вимоги регулювання фази, менші втрати перетворення та ефективний контроль умов дисбалансу [12 – 14].

У рамках концепції двобічного обміну енергією електромобілі є короткостроковими системами зберігання енергії, де між мережею та акумуляторами електромобілів відбувається обмін енергіями задля отримання прибутка від сукупної накопиченої енергії під час паркування. Багато дослідників розглядають таке використання електромобілей та вирішують проблеми, які виникають [4, 7]. Це, насамперед, вплив на мережу, виникнення гармонік, перехідних процесів, порушення стабільністі мережі, що потребує розробки систем керування зарядом та алгоритмами підключення до мережі.

В [6] розглядається зарядна станція електромобілей, які заряджаються через акумуляторну батарею, основна задача якої є забезпечення потреб електромобілів. Там використовується однонаправлені перетворювачі, електромобілі можуть взаємодіяти з зарядною станцією за концепцією G2V. У [8] представлено застосування акумуляторної батареї для швидкої зарядки електромобілів. Така необхідність викликана зменьшенням впливу процесів заряду електромобілей на загальну мережу, оскільки обмін енергією відбувається між батереєю та електромобілями.

Пропонується використовувати концепцію двобічного обміну енергії через проміжну систему зберігання «система зберігання-електромобіль-система зберігання» (рис. 1). Задля зменшення пікових навантажень енергія з електромобілів віддається до проміжної (буферної) системи зберігання.

Щоденний прибуток від експлуатації, а також підтримка якості електроенергії та допоміжні послуги можуть бути отримані за рахунок ефективного використання акумуляторів EV.

Система Microgrid постійного струму включає: сонячні панелі PV з перетворювачем DC/DC; дизель-генератор DG з випрямлячем AC/DC; проміжну (буферну) систему зберігання енергії В; блок

парку електромобілів Парк EV, який складається з EV1 та EV2 і двонаправлених перетворювачів постійного струму DC/DC; навантаження змінного струму Load з інвертором AC/DC, а також мережу Grid, до якої можна під'єднатися у разі недостачі електроенергії з розосереджених джерел та системи зберігання. Слід зазначити, що обмін енергією між парком електромобілей і системою зберігання ізольований від основної мережі.



Парк EV надає необхідні вхідні дані щодо кількості електромобілів кожного профілю, часу початку та кінця паркування та відповідні значення стану заряду. Початковий і бажаний рівень заряду батареї вказується відповідно до характеристик профілю EV.

Важливим питанням в роботі Microgrid є організація системи керування зарядом. Протокол зарядки літієвих акумуляторів електромобілів відбувається за режимом постійний струм/постійна напруга (CC/CV). Процесом заряду CC/CV керує система керування батареєю В [4]. Реалізація режимів заряду та розряду відбувається за допомогою системи керування двонаправленим перетворювачем DC/DC [15] з примусовим формуванням безперервного струму або напруги. Релейне керування транзисторами перетворювача забезпечує швидкодію та високу точність відпрацювання задаючих сигналів.

Енергетичні процеси, які відбуваються в режимі заряду постійним струмом, описуються рівняннями

$$I_{EV3} - i_{EV} = \Delta i_{EV},$$

$$L_{EV} \frac{di_{EV}}{dt} + i_{EV}R_{EV} = U_{ex} \qquad -a \le \Delta i_{EV} \le a, \frac{di_{EV}}{dt} > 0,$$

$$L_{EV} \frac{di_{EV}}{dt} + i_{EV}R_{EV} = -U_{ex} \qquad -a \le \Delta i_{EV} \le a, \frac{di_{EV}}{dt} < 0,$$
(1)

де  $L_{EV}$ ,  $R_{EV}$  – індуктивність та опір електромобіля;  $I_{EV_3}$ ,  $i_{EV}$  – струм завдання та миттєве значення струму електромобіля; 2a – ширина петлі гістерезису релейного регулятора струму EV;  $U_{ex}$  – напруга на вході перетворювача.

Енергетичні процеси, які відбуваються в режимі заряду постійною напругою,

$$U_{EV} - u_{EV} = \Delta u_{EV},$$

$$\frac{L_{EV}}{R_{EV}} \frac{du_{EV}}{dt} + u_{EV} = U_{ex} - b \le \Delta U_{EV} \le b, \frac{du_{EV}}{dt} > 0,$$

$$\frac{L_{EV}}{R_{EV}} \frac{du_{EV}}{dt} + u_{EV} = -U_{ex} - b \le \Delta U_{EV} \le b, \frac{du_{EV}}{dt} < 0,$$
(2)

де  $U_{EV_3}$ ,  $u_{EV}$  – значення завдання і дійсне значення постійної напруги на навантаженні; 2b – ширина петлі гістерезису релейного регулятора напруги EV.

На кожному інтервалі доби Microgrid повинна перебувати в енергетичному балансі. Загальна потужність *P*, яка виробляється генераторами, повинна дорівнювати загальній необхідній потужності споживачів *P*<sub>l</sub> та енергії *P*<sub>B</sub>, яка буде віддаватися або споживатися з системи зберігання B,

$$\sum_{j=1}^{k} P_{Gji}(t) = \sum_{n=1}^{m} P_{loadn}(t) \pm P_{B}(t) \pm \sum_{i=1}^{l} P_{EVi} , \qquad (3)$$

де  $P_{\text{load}}$  – потужність споживачів; k – кількість генераторів; m – кількість споживачів; l – кількість електромобілів;  $P_{B}$  – потужність, яка віддається (знак «+») або поглинається (знак «-») системою зберігання енергії;  $P_{EV}$  – потужність, яка віддається (знак «+») або поглинається (знак «-») в електромобілях парку EV.

Задля організації системи керування та розробки алгоритмів керування необхідно виділити щоденний профіль потужності заряджання електромобіля та його параметри:

– максимальна доступна потужність  $P_{B \max}$ , яку може забезпечити система зберігання енергії;

– максимальна потужність, яку можуть поглинати акумулятори автомобіля  $P_{\text{EV}_{\text{max}}}$ . Ця потужність залежить від режиму заряду і може змінюватися під час процесу заряджання;

– максимальна енергія, яку може зберігати акумулятор автомобіля *С<sub>тах</sub>*;

- початковий стан заряду парку електромобілів (SOC<sub>0</sub>);

– час прибуття  $(t_{arr})$  і відправлення  $(t_{dep})$  транспортного засобу на/зі стоянки та щоденний час паркування  $(t_{park})$  згідно рівняння  $t_{park} = t_{arr} - t_{dep}$ .

Після часткового або повного розряду системи зберігання в період паркування, якщо все ще є запас по потужності або ціна на електроенергію з мережі відносно низька (через надлишок електроенергії, нічний час, тощо), система зберігання заряджається задля накопичення електроенергії.

Моніторинг у режимі реального часу вимагає визначення потужності кожного EV

$$P_{EV} = \frac{(SOC_{EV} - SOC_{EV0})C_{EV}}{t_d - t},$$
(4)

де  $SOC_{EV}$  – заряд завдання;  $SOC_{EV0}$  – початковий заряд;  $C_{EV}$  – ємність акумулятора;  $t_d$  – час відправлення; t – поточний час.

Під час дослідження були враховані такі обмеження В та EV:

$$0.1 \cdot SOC_{B_{max}} \leq SOC_{B}(t) \leq 0.9 \cdot SOC_{B_{max}}; \qquad 0.2 \cdot SOC_{EV_{max}} \leq SOC_{EV}(t) \leq 0.9 \cdot SOC_{EV_{max}}, \qquad (5)$$

де  $SOC_{B_{max}}$  – максимально можлива ємність;  $SOC_{B}(t)$  – поточний заряд.

Режими роботи.

1. Заряд системи зберігання В від мережі, парк ЕV відключений. При цьому потік потужності від локальної мережі до батареї та навантаження, яке в даний момент підключене, є

$$P_{Bi}(t) = \sum_{j=1}^{K} P_{jt}(t) - \sum_{n=1}^{M} P_{\text{load}i}(t) .$$
(6)

2. Заряд парку електромобілей від системи зберігання, генератори локальної системи забезпечують навантаження

$$P_{Bi}(t) = \sum P_{EV} , \quad \sum_{j=1}^{k} P_{jt}(t) = \sum_{n=1}^{m} P_{loadi}(t) .$$
(7)

3. Розряд парку електромобілей до системи зберігання

$$\sum P_{EV} = \mathbf{P}_{Bi}(t) \quad , \qquad \sum_{j=1}^{k} P_{jt}(t) = \sum_{n=1}^{m} P_{\text{load}\,i}(t) \,. \tag{8}$$

ISSN 1607-7970. Техн. електродинамика. 2025. № 3

4. Режим розряду системи зберігання в мережу задля задоволення потреб споживачів або її продажу

$$\sum_{j=1}^{k} P_{jt}(t) = \sum_{n=1}^{m} P_{\text{load}\,i}(t) - P_{Bi}(t) \,.$$
(9)

5. Режим холостого ходу, коли батарея не приймає участь в обміні енергією з парком EV, мережею та іншим навантаженням («0» у виразі показує, що система зберігання не задіяна в даний момент, але може мати заряд)

$$\sum_{j=1}^{k} P_{jt}(t) = \sum_{n=1}^{m} P_{\text{load}_{i}}(t), \qquad P_{Bi}(t) = 0.$$
(10)

Розроблено модель Microgrid з системою керування перетворювачами та процесами заряду згідно виразів (1) – (10). Підключення та відключення парку EV згідно щоденного профілю їхніх потужностей та потреб мережі відбувається за допомогою алгоритмів керування. Як приклад обрані електромобілі Nissan leaf EV1 та Kia Soul EV2.

Розроблено систему автоматичного керування процесами заряду як системи зберігання, так і електромобілей. За виразами (1), (2), (4), (5), а також моделі Шеферда акумуляторних батарей отримано вирази, які описують процеси в акумуляторних батареях EV [16],

$$u_{EV}(t) = U_0 - \frac{k C_{EV}}{C_{EV} - \int \frac{i_{EV}(t)}{C_{EV}} dt} i_{EV}(t) - i_{EV}(t) R_{_{BHYM}} , \qquad (11)$$

$$SOC_{EV} = \int \frac{\dot{t}_{EV}}{C_{EV}} dt , \qquad (12)$$

де k – коефіцієнт поляризації; R<sub>ент</sub> – внутрішній опір; С<sub>ЕV</sub> – максимальна ємність батареї EV.

Система автоматичнго керування (САК) представляє собою систему підпорядкованого регулювання та має три контури регулювання SOC, струму, напруги (рис. 2). Регулятор струму та напруги РР є релейним регулятором. Регулятор SOC PSOC – ПІ-регулятор, БЗ – блок завдання режимів роботи EV, 331 – 333 – коефіцієнти звортніх зв'язків, ПР СС/СV – блок перемикання режимів заряду, К1, К2 – перемикачі режимів заряду.



САК дає можливість оцінити працездатність, стійкість системи, якість перехідних процесів та налаштувати регулятори. Налаштування регуляторів PSOC та PP дало змогу отримати перерегулювання струму та напруги електромобіля до 1%.

Для системи, що розглядається, оцінено ефективність процесів в EV (таблиця). Оцінка проводилася за допомогою розрахунку коефіцієнта корисної дії  $\eta_{EV}(\%)$ , який визначається як відношення розрядної ємності до зарядної ємності

$$\eta_{EV}(\%) = \frac{I_d t_d}{\sum_{i=1}^n I_C t_C} 100, \qquad (13)$$

За параметрами, наведеними у таб-

де  $t_d$  – час розряду;  $I_d$  – струм розряду;  $I_c$  – струм заряду; n – кількість етапів заряду;  $t_c$  – час заряду.

Параметри	Система	EV1	EV2
	зберігання		
Ємність, кВт*год	64	24	31,8
Номінальна напруга, В	400	330	360
Напруга відсічення розряду, В	365	336	336
Макс. напруга зарядки, В	430	394	394
Макс. струм, А	200	71	88
$\eta_{\scriptscriptstyle EV}$ (%)	-	96	94,8

лиці, виразами (1) – (12) з системою керування згідно рис. 2 проведено імітаційне моделювання в Matlab для системи, яка складається з локальної мережі, системи зберігання та двох електромобілей.







)

Представлено два сценарії роботи системи: віддача енергії від електромобілів до системи зберігання (рис. 3, a); віддача в мережу енергії від системи зберігання, віддача енергії до системи зберігання електромобілем EV2, заряд електромобіля EV1 від В (рис. 3,  $\delta$ ) та одночасний заряд EV1 до EV2 (рис. 3,  $\epsilon$ ).

У всіх режимах роботи перетворювач з системою керування реалізує режими заряду СС/СV. Під час перемикання між режимами роботи системи виникають незначні перехідні процеси, які не впливають на роботу мережі. На відміну від використання елекромобілей як систем зберігання енергії безпосередньо від мережі виникають перехідні процеси, які впливають на роботу всієї мережі, Проведені дослідження показали, що у разі підключення електромобіля беспосередньо до мережі для віддачі енергії виникають перехідні процеси з перерегулювання до 7% та до

ISSN 1607-7970. Техн. електродинамика. 2025. № 3

11% за одночасного підключення двох електромобілей.

Використання проміжної (буферної) системи зберігання у разі використання EV в допоміжних послугах тимчасового зберігання енергії дасть можливість:

– забезпечити швидку зарядку додаткових систем зберігання за відсутності впливів на електричну мережу, які виникають, коли багато електромобілів заряджаються одночасно;

– підвищити стабільність та надійність роботи локальної мережі Microgrid;

– використовувати меншу за ємністю стаціонарну систему зберігання, розмір якої розраховується під час проектування з урахуванням використання EV як додаткових систем зберігання;

– збільшити економічні вигоди. Наприклад, у той час, як власники електромобілів заряджають свої транспортні засоби за низькими тарифами вночі, вони продають енергію в локальну систему Microgrid в години пік, коли енергія дорога вдень, і, таким чином, отримують фінансову вигоду.

## Висновки.

Розроблено систему керування процесами заряду, що дає змогу вводити енергію з електромобіля в Microgrid за відсутності впливу на мережу, за рахунок використання електромобіля за концепцією «система зберігання-електромобіль-система зберігання» та отримати перерегулювання струму та напруги електромобіля до 1%.

В залежності від вимог мережі в батареях електромобілів через систему зберігання накопичуватиметеся надлишкова енергія, вироблена локальними системами Microgrid, або забезпечуватиметься навантаження енергією, накопленою в електромобілях, коли виникне дефіцит енергії, виробленої Microgrid.

На відміну від локальних систем Microgrid без проміжної системи зберігання, де енергія від автомобілів відправляється одразу до мережі, процеси енергетичного обміну електромобілей та системи зберігання не впливають на процеси обміну потужностей генераторів та споживачів, що надає локальній системі можливість покращити показники надійності, та не впливатиме на якість електричної енергії.

Дослідження показали, що у разі підключення електромобіля безпосередньо до мережі для віддачі енергії виникають перехідні процеси с перерегулювання до 7% та до 11% за одночасного підключення двох електромобілей.

Імітаційним моделюванням підтверджено працездатність запропонованої системи. Оцінено ефективність процесів в електромобілях, ККД складає 94,8 – 96%.

#### CONTROL SYSTEM OF ELECTRIC VEHICLE CHARGING PROCESSES USING THE CONCEPT OF TWO-WAY ENERGY EXCHANGE BETWEEN ELECTRIC VEHICLE, STORAGE SYSTEM AND MICROGRID

H.S. Bielokha<sup>1</sup>, R. Strezhelsky<sup>2</sup> <sup>1</sup> National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Pr. Beresteiskyi, 37, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: <u>pointage13@gmail.com</u>. <sup>2</sup> Gdansk University of Technology, Poland.

The optimized use of electric vehicles has great potential, as their use is possible not only for their charging, but also for auxiliary services. For a more reliable operation of the Microgrid, and when there are no conditions for returning energy to the network, it can be given through the energy storage system to the batteries of electric vehicles and stored there. At the same time, two-way energy transfer is used: both to and from the electric vehicle. The study of the operation of the DC Microgrid control system was carried out by simulation modeling in Matlab on the developed model, the control is carried out according to the developed algorithm of connecting and disconnecting the fleet of electric vehicles according to the daily profile of their capacities. Research has confirmed the feasibility of using an intermediate (buffer) storage system when using the concept of two-way energy exchange between an electric vehicle and Microgrid, and the efficiency of the charge management system has been evaluated. References 16, figures 3, table 1.

Keywords: electric vehicle, Microgrid, local system, converter, storage system, battery.

1. Vermeer G.R., Mouli C., Bauer P. Optimal Sizing and Control of a PV-EV-BES Charging System Including Primary Frequency Control and Component Degradation. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*. 2022. Vol. 3. Pp. 236-251. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/OJIES.2022.3161091</u>.

2. Zharkin A.F., Novsky V.O., Zapadynchuk O.P., Martynov V.V. Features of the construction of bidirectional charging converters for the implementation of the concept of two-way energy exchange vehicle – to –grid in the case of connecting electric vehicles to a general-purpose electrical network. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 19–25. DOI: <u>https://doi.org/10.15407/techned2020.05.019</u>. (Ukr)

**3.** Verma A., Singh B., Chandra A., Al-Haddad K. An Implementation of Solar PV Array Based Multifunctional EV Charger. *2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Long Beach, CA, USA, 13-15 June 2018. Pp. 531–536. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/ITEC.2018.8450191</u>.

**4.** Kouka K., Masmoudi A., Abdelkafi A., Krichen L. Dynamic energy management of an electric vehicle charging station using photovoltaic power. *Sustainable Energy, Grids and Networks*. 2020. Vol. 24. 100402. DOI: <u>https://doi.org/10.1016/j.segan.2020.100402</u>.

5. Shidlovsky A.K., Zharkin A.F., Pavlov V.B., Novsky V.O. The impact of the development of charging infrastructure for electric vehicles and hybrid vehicles on the modes of electrical networks. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 3. Pp. 74–81. DOI: <u>https://doi.org/10.15407/techned2018.03.074</u>. (Ukr)

**6.** Muhammad Aziz, Takuya Oda, Masakazu Ito. Battery-assisted charging system for simultaneous charging of electric vehicles. *Energy*. 2016. Vol. 100. Pp. 82–90. DOI: <u>https://doi.org/10.1016/j.energy.2016.01.069</u>.

7. Sarda J., Raj Y., Patel A., Shukla A., Kachhatiya S., Sain M. A Vehicle-to-Grid System for Controlling Parameters of Microgrid System. *Sensors.* 2023. Vol. 23(15). 6852. DOI: <u>https://doi.org/10.3390/s23156852</u>.

**8.** Ali J., Dyo V.. Zhang S. Battery-assisted Electric Vehicle Charging: Data Driven Performance Analysis. 2020 IEEE PES *Innovative Smart Grid Technologies Europe* (ISGT-Europe), The Hague, Netherlands, 26-28 October 2020. Pp. 429–433. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/ISGT-Europe47291.2020.9248941</u>.

**9.** Arena G., Chub A., Lukianov M., Strzelecki R., Vinnikov D., De Carne G. A Comprehensive Review on DC Fast Charging Stations for Electric Vehicles: Standards, Power Conversion Technologies, Architectures, Energy Management, and Cybersecurity. *IEEE Open Journal of Power Electronics*. 2024. Vol. 5. Pp. 1573–1611. DOI: https://doi.org/10.1109/OJPEL.2024.3466936.

**10.** Bielokha H., Chupryna L., Denisyuk S., Eutukhova T., Novoseltsev O. Hybrid Energy Systems and the Logic of Their Service-Dominant Implementation: Screening the Pathway to Improve Results. *Energy Engineering*. 2023. Vol. 120. Pp. 1307–1323. DOI: <u>https://doi.org/10.32604/ee.2023.025863</u>.

**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)*, Kharkiv, Ukraine, 13-17 September 2021. Pp. 262–265. DOI: <a href="https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569981">https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569981</a>.

12. Jia Q.S., Long T. A review on charging behavior of electric vehicles: data, model, and control. *Control Theory and Technology*. 2020. Vol. 18. Pp. 217–230. DOI: <u>https://doi.org/10.1007/s11768-020-0048-8</u>.

**13.** Datta Ujjwal, Kalam Akhtar, Shi Juan. The relevance of large-scale battery energy storage (BES) application in providing primary frequency control with increased wind energy penetration. *Journal of Energy Storage*, 2019. Vol. 23. Pp. 9–18. DOI: <u>https://doi.org/10.1016/j.est.2019.02.013</u>

14. Lukianov M., Verbitsky I., Cadaval E.R., Strzelecki R. An Overview of Bidirectional EV Chargers: Empowering Traction Grid-Powered Chargers. In: *Power Systems Research and Operation. Studies in Systems, Decision and Control.* Springer, Cham. 2024. Vol. 512. DOI: <u>https://doi.org/10.1007/978-3-031-44772-3 9 2</u>.

**15.** Bielokha H., Samcheleev Y. Electromagnetic compliant of voltage source with relay control. International Conference on *Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, Ukraine, 15-17 November 2017. Pp. 32-35. DOI: <u>https://doi.org/10.1109/MEES.2017.8248921</u>.

**16.** Hanane Hemi, Nacer K M'Sirdi, Aziz Naamane. A new proposed shepherd model of a li-ion open circuit battery based on data fitting. Proc. of the Int. Conf. on *Integrated Modeling and Analysis in Applied Control and Automation*, Lisbon, Portugal, 18-20 September 2019.

Надійшла 30.05.2024 Остаточний варіант 10.02.2025

DOI: https://doi.org/10.15407/techned2025.03.088

### COMPARATIVE ANALYSIS OF DAYLIGHT TIME LOSSES AND ELECTRICAL ENERGY LOSSES WHEN TRANSITION TO PERMANENT WINTER OR SUMMER TIME

Iu.V. Kuzmenko<sup>1\*</sup>, S.M. Shevkun<sup>1\*\*</sup>, M.V. Dobroliubova<sup>2\*\*\*</sup>, O.V. Statsenko<sup>2\*\*\*\*</sup>, M.S. Shevkun<sup>3</sup> <sup>1</sup> State Enterprise "All-Ukrainian State Scientific-and-Production Centre for Standardization, Metrology, Certification and Protection of Consumer",

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

<sup>2</sup>National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",

37, Beresteiskyi Ave., Kyiv, 03056, Ukraine.

<sup>3</sup> Perfect Computer Solutions LLC,

US, 12561, New York, New Paltz, 22 N Oakwood Terrace.

E-mail: jkuzmenko@ukrcsm.kiev.ua; shevkun@ukrcsm.kiev.ua; m.v.dobroliubova@gmail.com; o.statsenko@kpi.ua; mshevkun.dev@gmail.com.

Recently, the discussion on the feasibility of the annual transition to summer and winter time has significantly intensified in the society of many countries in the world. Considering a certain discomfort from daylight-saving, the most people suggest to abandon it. But there is no final reasoned decision on permanent time: winter (zone, standard) or summer time. Daylight-saving was introduced to save electricity, but currently there are no accurate calculations to confirm it. The article is devoted to solving the urgent problem of determining the most effective order of calculating time for more complete use of sunlight and, accordingly, to reduce the electrical energy losses for lighting in the life of modern world society. The purpose of the study is to develop a technique for precise calculating the lost daylight hours and electrical energy losses for lighting in different countries of the world under different time calculation scenarios – when applying the transition to summer time; when refusing summer time and final introducing winter (zone, standard) time; when applying permanent summer time. The article presents the main arguments of supporters and opponents of the introduction of permanent winter and summer time. The calculation and comparative analysis of the losses of daylight hours and, as a result, the losses of electrical energy for lighting per year have been carried out under different time calculation options. The approximate cost of electrical energy losses for lighting under different time calculation options for some European countries has been calculated. To increase the accuracy of the calculations, the sociological aspect of the study was considered in combination with the astronomical one. The developed technique is recommended to be used in calculations when determining the optimal order of time calculation in different countries of the world for its introduction at the international or national legislative level. The application of the technique will allow saving significant quantity of electricity during the evening peak energy consumption, that will contribute to the stability of the country's energy system and preservation of the fuel and financial resources. References 19, figures 7, tables 6.

*Keywords*: electrical energy losses, loss of daylight hours, winter time, summer time, daylight hours, daylight-saving, standard time, zone time.

**Introduction.** Recently, in many countries of the world, the discussion regarding the feasibility of daylight-saving, which is used in almost 70 countries of the world, has significantly intensified.

The lack of accurate calculations of electricity savings, as well as a certain discomfort for people during the transition from winter to summer time and back with long-term adaptation lead to the fact that there are more and more supporters of canceling the transition to summer time. But there is no consensus on the time which should be finally chosen after ending a clock change – summer or winter time.

<sup>©</sup> Kuzmenko Iu.V., Shevkun S.M., Dobroliubova M.V., Statsenko O.V., Shevkun M.S., 2025 ORCID: \* <u>https://orcid.org/0000-0001-8365-8040</u>; \*\* <u>https://orcid.org/0000-0003-1923-6227</u>; \*\*\* https://orcid.org/0000-0003-3647-3320; \*\*\*\* https://orcid.org/0000-0001-8730-2789

<sup>©</sup> Publisher Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2025

This is an Open Access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.en

Daylight Saving Time (DST), when clocks move forward one hour in the spring and back one hour in the fall, was first introduced in Europe in 1916. At the time, Germany, that was still at war, tried to reduce its coal consumption in power plants so as to use it at its gunpowder factories. Most countries in Europe, the United Kingdom, the United States, and Australia have also introduced daylight saving time.

This practice was largely abandoned in Europe after World War II, but was revived in the 1970s due to the oil crisis in an attempt to reduce the need for artificial lighting and therefore energy consumption.

Daylight saving time has been introduced across most of the United States territory since 1966, after it was first implemented in 1918. The year-round daylight savings time was used during World War II and was reintroduced in 1973 in an attempt to reduce the energy consumption due to the oil embargo.

On March 15, 2022, the US Senate unanimously passed a bill that made daylight saving time permanent and canceled the biannual clock change starting in 2023 [1]. This bill was called the Sunlight Protection Act. The law was pushed by advocates for brighter days and greater economic activity.

The House of Representatives held a hearing on this issue in the specialized Energy and Trade Committee, where the following arguments of supporters and opponents of the bill were discussed:

- adoption of the law will help children play outdoors longer and reduce seasonal depression;

- the time has come for the idea of refusing clock change;
- not to allow children to go to school in the dark;

- since 2015, about 30 US states have passed a law prohibiting clock change twice a year, with some states offering to do so only if the neighboring states do the same;

- the loss of that one hour of sleep affects people for several days after the clock change, disrupting the sleep patterns of children and pets;

- in 2019 social survey showed that 71 % of Americans prefer not to change the clock twice a year anymore;

- the law can prevent a small increase in the number of car accidents, which usually occurs during the time change;

- conducted medical studies indicate a slight increase in the frequency of heart attacks and strokes shortly after the time change;

- this law could help businesses like golf courses that could benefit more from evening daylight;

adoption of the law will have real consequences for the economy and everyday life;

- the bill would allow Arizona and Hawaii, which do not implement daylight saving time, to remain on standard time, as well as American Samoa, Guam, the Northern Mariana Islands, Puerto Rico and the US Virgin Islands;

- most people support the end of clock change, but undecided whether to maintain daylight saving time or standard time as a permanent choice.

The Department of Transportation (DOT) reports that daylight savings time saves energy, prevents traffic accidents and reduces crime. DOT controls time zones and uniform daylight-saving time.

Due to disagreements over whether to choose the final daylight-saving time or winter time, the Sunlight Protection Act did not pass the US House of Representatives and was not signed into law by President Joe Biden.

The newly elected US President Donald Trump announced in December 2024 the need to cancel daylight saving time. He wrote on social media: "The Republican Party will use its best efforts to eliminate Daylight Saving Time, which has a small but strong constituency, but shouldn't! Daylight Saving Time is inconvenient, and very costly to our Nation" [2]. At the same time, Trump did not specifically indicate which time should be permanently left after the abolition of the transition – summer or winter time.

Congress has not held new hearings on this issue in more than two years. Now the Senate will have to consider it again.

In the European Union, the transition to summer time is defined by Directive 2000/84/EC of the European Parliament and of the Council of 19 January 2001 on summer-time arrangements [3].

In Europe, the issue of switching to summer time is also intensifying. Non-governmental organizations and experts demand that politicians include the rejection of clock change in Europe in the EU election programs. The International Alliance for Natural Time (IANT) and the public organization Time Use Initiative were created. They issued the EU Manifesto on Time Use Policy [4].

The Manifesto includes 12 necessary changes that Europe must make at legislative level to guarantee the "right for time" for all Europeans. Time is becoming an increasingly scarce and unequal resource. 20% of European citizens and 34% of European women with children experience a lack of time. The consequences of time scarcity and time inequality have far-reaching consequences, affecting both individual well-being and social cohesion.

One of the key proposals of the Manifesto is that the EU should put an end to seasonal time changes – this is the way to quickly get benefits for health, the economy and the environment. The Manifesto proposes to formulate a Roadmap for the abolition of daylight-saving time (seasonal clock change) until 2026.

In turn, in the European Union from July 4 to August 16, 2018, the largest online survey in the history of the EU regarding the procedure for calculating time was held, about 4.6 million people participated. More than 80% of survey participants were in favor for canceling of time change [5].

On September 12, 2018, the European Commission, based on the results of an opinion poll, presented a plan for the European Union to abandon the seasonal clock change.

The Commission suggested that EU countries permanently abandon the time change from 2019.

According to the proposals of the European Commission, the seasonal adjustment of clocks must be canceled throughout the European Union. However, the key point is that the Commission gives member countries the freedom to decide in which time they want to live – winter or summer time.

The European Commission proposes that the neighboring countries take decisions in a coordinated manner to ensure the proper functioning of the internal market and to avoid a situation where some member states decide to keep clock change while others abandon the practice.

The proposal of the European Commission had to be approved by the European Parliament and the EU Council. In 2019, the European Parliament supported the abolition of the mandatory clock change to summer and winter time. This means that each country that is a member of the European Union can choose for itself: to keep the current system of changing the clock or to abandon it.

After 2019, no political decisions were made regarding the procedure for calculating time at the level of the European Union.

The **purpose** of the study is to develop a technique of accurate calculation of the lost daylight hours and, as a result, the loss of electrical energy for lighting per year in different countries of the world under different options for calculating the time – when applying the transition to summer time; when refusing summer time and the final introduction of winter (standard, zone) time; at permanent summer time, as well as to conduct a comparative analysis of the loss of daylight hours when applying the transition to summer time, when introducing permanent summer or permanent winter time in certain European countries. The essence of the technique is to find the difference between the average time of awakening of the people and the time of sunrise of a certain calendar day, which is the lost daylight hours. After that, the lost daylight hours for each day are summed up for the whole year. The obtained value of the lost daylight hours for the year with different options for calculating time allows to perform comparative analysis with the determination of the optimal time calculating scenario. Solving these problems requires consideration of the sociological and astronomical aspects.

1. Sociological and astronomical aspects of the study. The main criterion for the correct choice of the order of time calculation is the maximum use of daylight hours by the majority of the country's population. Therefore, the solution of this issue requires the study of two aspects – sociological and astronomical.

The *sociological aspect* involves determining the average time of morning awakening and the time of going to bed in the evening for most people in the country. The specified times differ from country to country, from region to region, and are determined historically by lifestyle, associated with job and economic activity.

These times have a pronounced subjective character, depend on the nation, culture, age and occupation.

The following practices for determining the statistical average time of awakening and bedtime are used more often:

- statistical processing; analysis of traffic of mobile operators;

- the use of wearable electronic devices that record biorhythms and the times of going to sleep and waking up;

- the use of appropriate mobile applications for tracking sleep indicators (ENTRAIN, etc.);
- sociological survey (Exit Poll).

Researchers from the National University of Singapore and Finnish sleep technology startup Oura Health processed the anonymous data collected from the popular wearable device between January 2021 and January 2022. The sleep habits of more than 220.000 people in 35 countries were analyzed [6, 7]. While sleep study has historically relied on survey data from a small number of people at once, the sleep tracking applications can objectively track the sleep by movements, heart rate, and body temperature of many users over long time.

The obtained average times of going to sleep and waking up (working days of the week) for different countries are shown in Fig. 1 [6-9].

The *astronomical aspect* involves determining the loss of daylight hours based on the waking time of the majority of people in the country and the astronomical time of sunrise. The losses of daylight hours will take place when the sunrise occurs earlier than most people wakes up:

$$t_{lls} = \overline{t}_{wut} - \overline{t}_{ss},$$

where  $t_{lls}$  is the losses of daylight hours;  $\overline{t}_{wut}$  is the average waking time of the country's population;  $\overline{t}_{ss}$  is the average astronomical time of sunrise in the country.

To simplify the calculation technique, we will assume that every person wakes up at the same time throughout the year, which depends on the start time of the working (school) day. Then the average waking time of the country's population per day will be a constant value. Since the astronomical time of sunrise varies from day to day, the loss of daylight hours each day will be different.

2. Determination and comparative analysis of daylight hours losses per year. To determine the total loss of daylight hours per year, it is necessary to sum up the loss of daylight hours for each day during the year:

$$t_{ly} = \sum_{i=1}^{366} \left( \overline{t}_{wut} - \overline{t}_{ss_i} \right).$$

The determination of the loss of daylight hours is considered by the examples of such cities as Kharkiv, Kyiv, Lviv, Sofia, Athens, Berlin, London and Barcelona.



Fig. 1

The example of calculating the loss of daylight hours in Kyiv when transitioning from winter to summer time and back is given in Table 1.

Table	1

Date	Day number from the beginning of the year	Sunrise time	Average wake-up time	Sunset time	Average bedtime	Lost daylight hours, min
Mon, 1 Jan.	1	7:56	7:42	16:05	0:26	-
Wed, 31 Jan.	31	7:33	7:42	16:49	0:26	9
Thu, 1 Feb.	32	7:31	7:42	16:51	0:26	11
Thu, 29 Feb.	60	6:40	7:42	17:39	0:26	62
Fri, 1 Mar.	61	6:38	7:42	17:41	0:26	64
Fri, 29 Mar.	89	5:37	7:42	18:27	0:26	125
Sat, 30 Mar.	90	5:35	7:42	18:28	0:26	127
Sun, 31 Mar.	91	6:33	7:42	19:30	0:26	69
Mon, 1 Apr.	92	6:31	7:42	19:32	0:26	71
Tue, 2 Apr.	93	6:29	7:42	19:33	0:26	73
Tue, 30 Apr.	121	5:31	7:42	20:18	0:26	131
Wed, 1 May.	122	5:30	7:42	20:19	0:26	132
Fri, 31 May.	152	4:49	7:42	21:01	0:26	173
Sat, 1 Jun.	153	4:49	7:42	21:02	0:26	173
Thu, 20 Jun.	172	4:44	7:42	21:15	0:26	178
Sun, 30 Jun.	182	4:48	7:42	21:15	0:26	174
Mon, 1 Jul.	183	4:48	7:42	21:14	0:26	174
Wed, 31 Jul.	213	5:23	7:42	20:45	0:26	139

Date	Day number from the beginning of the year	Sunrise time	Average wake-up time	Sunset time	Average bedtime	Lost daylight hours, min		
Thu, 1 Aug.	214	5:24	7:42	20:43	0:26	138		
Sat, 31 Aug.	244	6:09	7:42	19:46	0:26	93		
Sun, 1 Sep.	245	6:11	7:42	19:44	0:26	91		
Mon, 30 Sep.	274	6:55	7:42	18:39	0:26	47		
Tue, 1 Oct.	275	6:57	7:42	18:37	0:26	45		
Fri, 25 Oct.	299	7:36	7:42	17:47	0:26	6		
Sat, 26 Oct.	300	7:37	7:42	17:45	0:26	5		
Sun, 27 Oct.	301	6:39	7:42	16:44	0:26	63		
Mon, 28 Oct.	302	6:41	7:42	16:42	0:26	61		
Tue, 29 Oct.	303	6:42	7:42	16:40	0:26	60		
Thu, 31 Oct.	305	6:46	7:42	16:36	0:26	56		
Fri, 1 Nov.	306	6:47	7:42	16:35	0:26	55		
Sat, 30 Nov.	335	7:33	7:42	15:59	0:26	9		
Sun, 1 Dec.	336	7:35	7:42	15:58	0:26	7		
Sun, 22 Dec.	357	7:54	7:42	15:58	0:26	-		
Tue, 31 Dec.	366	7:56	7:42	16:05	0:26	-		
Lost daylight	Lost daylight time per year, min							
Lost daylight	time per year, l	hr				493 hr 16 min		

By analogy with Table 1, the lost daylight hours are calculated for such cities as Kharkiv, Lviv, Sofia, Athens, Berlin, London and Barcelona.

Table 2									
N⁰	Country	Country Average wake-up time							
1	Ukraine	7:42	0:26						
2	Bulgaria	7:40	0:00						
3	Greece	7:40	0:00						
4	Germany	7:10	23:30						
5	Great Britain	7:10	23:25						
6	Spain	7:35	0:00						

The average wake-up time and bedtime for the countries under study are given in Table 2.

In the calculations, it was taken into account that the average wake-up time and bedtime in Ukraine are, according to [6, 10 - 11], 7.42 and 0.26 hours, respectively (Table 2).

Fig. 2 shows the sunrise/sunset plots for Kyiv at transitioning from winter to summer time and back with the area of lost daylight hours. The area, bounded by the sunrise plot line and the line of average wake-up time, and shown by yellow, illustrates the lost daylight

hours during the year. Fig. 3 shows the sunrise/sunset time plots for Berlin when transitioning from winter to summer time and back with the same section of lost daylight hours.



Fig. 4 shows the sunrise/sunset time plots for Kyiv when using only winter (zone) time with a section of lost daylight hours. Fig. 5 shows the sunrise/sunset time plots for Berlin at only winter (zone) time with a section of lost daylight hours.





Fig. 6 gives the sunrise/sunset time plots for Kyiv when only summer time is applied. Fig. 7 presents the analogous plots for Berlin at only summer time.

The lost daylight hours per year for Kharkiv, Kyiv, Lviv, Sofia, Athens, Berlin, London, and Barcelona are shown in Table 3.

Table 3

		The lost daylight hours per annum, time/year						
		With transition	Only winter	Only summer	The difference			
N⁰	City, country	from winter to	(zone) time all	time all the year	between winter			
		summer time,	the year round,	round,	and summer time,			
		min/year	min/year	min/year	min/year			
1	Kharkiv, Ukraine	624 h 49	834 <i>h</i> 49	513 h 55	320 h 54			
2	Kyiv, Ukraine	493 h 16	703 <i>h</i> 16	425 h 05	277 h 32			
3	Lviv, Ukraine	361 h 31	569 h 18	242 h 23	326 h 55			
4	Sofia, Bulgaria	298 h 05	507 h 02	246 h 04	260 h 58			
5	Athens, Greece	293 h 00	503 h 00	223 h 01	279 h 59			
6	Berlin, Germany	322 h 29	526 h 17	296 h 55	229 h 22			
7	London, Great Britain	338 h 09	542 h 49	306 h 01	236 h 48			
8	Barcelona, Spain	161 <i>h</i> 54	359 h 50	140 h 35	219 h 15			

Table 3 shows that in all the considered cities, regardless of their geographical location, the smallest losses of daylight hours occur at permanent summer time. The difference in losses is from 219 hours 15 min. (Barcelona, Spain) to 326 hours 55 min. (Lviv, Ukraine).

**3.** Calculation and comparative analysis of electrical energy losses per year. To estimate the quantity of lost electrical energy for different time options, we will make the assumption that one person uses at least 6 W of electricity for lighting per 1 hour. This is equal to the power of energy-saving LED lamp with energy consumption class A according to the European Union Directive 2005/32/EC (2010).

Then the electricity consumption per hour in general for country is determined by the formula:

$$E_{\Sigma,1h} = P_{1p} \cdot N_{pc} \cdot 1 hour$$

where  $P_{1p}$  is the power of electricity consumption for lighting by one person, at least 6 W;  $N_{pc}$  is the number of people in the country.

For example, in Ukraine the quantity of electricity consumed for lighting per hour is equal to:

 $6W \cdot 38.0$  million person  $\cdot 1$  hour = 228 MW  $\cdot 1$  hour.

Then, using the data from Table 3, we can obtain the quantity of electricity used for lighting in all country owing to the loss of daylight hours per year with different time calculation options.

The rough indicators of minimum losses of the electricity used for lighting per year for some European countries with different time calculation options are given in Table. 4.

Table 4

				Lost electrical energy for lighting per annum					
N⁰	Country	Population, million	Electricity consumed for lighting per hour, MWh	With transition from winter to summer time, GWh	Only winter (zone) time all the year round, GWh	Only summer time all the year round, GWh	The difference between winter and summer time, GWh		
1	Ukraine	38.0	228.0	112.5	160.3	96.9	63.4		
2	Bulgaria	6.5	39.0	11.6	19.7	9.6	10.2		
3	Greece	10.4	62.4	20.1	31.4	13.9	17.5		
4	Germany	83.8	502.8	162.2	264.6	149.3	115.3		
5	Great Britain	67.0	402.0	135.9	218.2	123.0	95.2		
6	Spain	47.8	286.8	46.4	103.2	40.3	62.9		

Analysis of Table 4 shows that the loss of electrical energy for lighting with permanent summer time is significantly less than with permanent winter time. The difference in losses ranges from 10.2 GWh (Bulgaria) to 115.3 GWh (Germany).

The average power consumption of electricity by population for lighting and lost electricity as a part of total generation capacity in some countries its percentage of the total generating capacity of the power system of the countries [12-18] are given in Table 5. Table 5

№	Country	Average power consumption of electricity for lighting, <i>GW</i>	Total generation ca- pacity of the country's power system, <i>GW</i>	The lost electricity as a part of total generation capacity, %
1	Ukraine	0.228	11.435	1.99
2	Bulgaria	0.039	12.668	0.31
3	Greece	0.062	15.0	0.41
4	Germany	0.503	267.9	0.19
5	Great Britain	0.402	74.8	0.54
6	Spain	0.287	124.0	0.23

How significant are these numbers? For example, the capacity of most of the power units of nuclear power plants operating today is 1.0 GW each. According to the National Energy Company "Ukrenergo", the total losses of electricity generation in Ukraine as a result of Russian attacks as of June 30, 2024 are estimated to be 22.565 GW. Theoretically, only about 11.435 GW of capacity remains. A significant part of them are solar power plants. They do not generate too much electricity in winter [18]. This leads to a significant electricity shortage and disconnections. Therefore, the loss of daylight hours is especially critical in winter.

**4.** Calculation and comparative analysis of the cost of lost electrical energy per year. Based on the cost of electricity for householders in European countries (as of June 2024) [19], using data from Table 4, we will determine the cost of lost electricity per year for different time calculation options (Table 6). Table 6

				Cost of lost electrical energy for lighting per annum, millions of €						
N⁰	Country	Cost of 1 kWh, €	The cost of electricity consumed for lighting per hour, thousands of €	With transition from winter to summer time	Only winter (zone) time all the year round	Only summer time all the year round	The difference between winter and summer time	The difference between transitional winter-summer time and year- round summer time		
1	Ukraine	0.1	22.8	11.25	16.03	9.69	6.34	1.56		
2	Bulgaria	0.12	4.68	1.392	2.364	1.152	1.212	0.24		
3	Greece	0.22	13.728	4.422	6.908	3.058	3.85	1.384		
4	Germany	0.42	211.176	68.124	111.132	62.706	48.426	5.418		
5	Great Britain	0.43	172.86	58.437	93.826	52.89	40.936	5.547		
6	Spain	0.23	65.964	10.672	23.736	9.269	14.467	1.403		

Analysis of Table 6 shows that the difference in the cost of lost electrical energy in the considered countries with permanent winter (zone) and summer time ranges from  $\notin 1.212$  million (Bulgaria) to  $\notin 48.426$  million (Germany). The difference in cost at transitional winter-summer time and year-round summer time ranges from  $\notin 0.24$  million (Bulgaria) to  $\notin 5.547$  million (United Kingdom).

### Conclusion.

1. In the course of the study, a technique was developed for calculating the daylight hours losses and electrical energy losses for lighting under different time calculation options. The technique allows choosing the most optimal time calculation option based on the criterion of maximum use of daylight by most people in the country. The scientific novelty of the technique lies in the combination of sociological and astronomical aspects of the study.

2. The calculation and comparative analysis of the losses of daylight hours, electrical energy for lighting, as well as financial resources at the existing transition to summer time, at permanent summer or permanent winter time were carried out for some European countries.

3. The analysis of the losses of daylight hours depending on the order of time calculation shows that the greatest losses occur with the year-round use of winter (zone, standard) time. The average indicators take place at changing clocks for summer and winter time, and the smallest losses result from permanent summer time. In the considered cities, the difference in losses between permanent winter time and permanent summer time is from 219 hours 15 min. (Barcelona, Spain) to 326 hours 55 min. (Lviv, Ukraine).

4. The difference in daylight hours loss depending on the chosen order of time calculation is so significant that further refinement of indicators and research methods does not make sense and will not lead to a significant change in the results of comparative analysis of daylight hours losses.

5. The losses of daylight hours in Ukraine are especially critical in winter, because a significant part of electricity is generated by solar power plants.

6. The assertion of supporters of permanent zone (winter, standard) time regarding insignificant losses of energy for lighting does not correspond to reality. Actual calculations for certain European cities show that the electricity losses for lighting depending on time calculation order range from at least 840 Wh per person per year (Barcelona) to 5 kWh per person per year (Kharkiv). On a country scale, the difference in the losses between permanent winter and permanent summer time ranges from 10.2 GWh (Bulgaria) to 115.3 GWh (Germany).

7. The all-year summer time will make the light evening longer. This will allow children to spend more time outside, and other people to spend more time for sports, the domesticities and nature. It will be possible to prolong by one hour such works as construction, maintenance of equipment, etc.

8. Applying winter time without transitioning to summer time will lead to longer dark evenings. That will force children to return from school in the dark, increase the risk of traffic accidents and the danger of crime, and will have a negative impact on the environment due to increased energy consumption for lighting.

9. The technique is recommended to be used for determining the optimal time calculation option in different countries and supporting it at legislative level.

1. U.S. Senate approves bill to make daylight saving time permanent. URL: <u>https://www.reuters.com/world/us/us-senate-approves-bill-that-would-make-daylight-savings-time-permanent-2023-2022-03-15/</u> (accessed at 17.04.2024).

2. Trump calls for end to daylight saving time. URL: <u>https://www.reuters.com/world/us/trump-calls-end-daylight-saving-time-2024-12-13/</u> (accessed at 13.12.2024).

3. Experts ask political representatives to add the end of clock change in Europe in the UE Electoral Programes. URL: <u>https://timeuse.barcelona/experts-ask-political-representatives-to-add-the-end-of-clock-change-in-europe-in-the-ue-electoral-programes/ (accessed at 17.04.2024).</u>

4. EU citizens feel time's up for changing clocks. URL: <u>https://www.dw.com/en/eu-citizens-feel-times-up-for-changing-clocks/a-45263664</u> (accessed at 18.04.2024).

5. State of the Union 2018: Commission proposes to put an end to seasonal clock changes. URL: <u>https://ec.europa.eu/commission/presscorner/detail/en/IP\_18\_5709</u> (accessed at 18.04.2024).

6. Which countries get the best night's sleep? URL: <u>https://www.economist.com/graphic-detail/2023/09/08/which-countries-get-the-best-nights-sleep</u> (accessed at 18.04.2024).

7. Average bedtimes and wake-up times (weekday) by country. URL: <u>https://www.reddit.com/r/europe/comments/16dkzw3/average\_bedtimes\_and\_wakeup\_times\_weekday\_by/?onetap\_aut\_o=true&one\_tap=true</u> (accessed at 19.04.2024).

8. Who gets up early... URL: https://zib.com.ua/ru/137016.html (accessed at 19.04.2024). (Ukr)

9. How You Sleep Depends on Where You Live. URL: <u>https://time.com/4318156/sleep-countries-style/</u> (accessed at 14.05.2024).

10. Velychko O.M., Shevkun S.M., Dobroliubova M.V. Actual issues of time calculation on the territory of Ukraine. Proc. Ukrainian Scientific and Technical Conference of *Young Scientists in the Area of Metrology Technical Using of Measurement*, Slavske, Ukraine, February 13-18, 2018. Pp. 127-129. (Ukr)

11. Dobroliubova M.V., Shevkun S.M. Regarding the procedure for calculating time on the territory of Ukraine. Proc. XX International scientific and technical conference *Instrument Making: state and prospect*, Kyiv, Ukraine, 18-19 May 2021. Pp. 210-212. (Ukr)

12. Bulgaria – Power Generation. URL: <u>https://www.privacyshield.gov/ps/article?id=Bulgaria-Power-Generation-Oil-and-Gas-Renewable-Sources-of-Energy-and-Energy-Efficiency#:~:text=Bulgaria%20has%2012%2C668%20MW%20of,meet%20and%20exceed%20domestic%20demand</u>

(accessed at 21.10.2024). 13. Sources of large-scale energy capacity installed in Greece in 2024. URL:

https://www.statista.com/statistics/1153672/installed-power-capacity-greece-by-source/ (accessed at 19.09.2024). 14. Power plant list. URL:

https://www.bundesnetzagentur.de/EN/Areas/Energy/SecurityOfSupply/GeneratingCapacity/PowerPlantList/start.html (accessed at 19.06.2024).

15. Digest of UK Energy Statistics (DUKES) 2024. URL: <u>https://www.gov.uk/government/statistics/digest-of-uk-energy-statistics-dukes-2024</u> (accessed at 05.08.2024).

16. Statistica. URL: <u>https://www.statista.com/statistics/1002759/installed-power-capacity-in-spain/</u> (accessed at 10.10.2024).

17. The Washington Post. Russia destroyed Ukraine's energy sector, so it's being rebuilt green. URL: <u>https://www.washingtonpost.com/world/2024/07/05/ukraine-green-power-rebuild-energy/</u> (accessed at 18.11.2024).

18. About the state of Ukraine's power generation in wartime conditions and priority steps in communities to strengthen their resilience. URL: <u>https://www.csi.org.ua/news/pro-stan-elektrogeneracziyi-ukrayiny-v-umovah-vijny-ta-pershochergovi-kroky-u-gromadah-stosovno-posylennya-yih-</u>

stijkosti/#:~:text=%D0%A2%D0%B0%D0%BA%2C%20%D0%B7%D0%B0%20%D0%B4%D0%B0%D0%BD%D0 %B8%D0%BC%D0%B8%20%D0%9D%D0%95%D0%9A%20%E2%80%9C%D0%A3%D0%BA%D1%80%D0%B5 %D0%BD%D0%B5%D1%80%D0%B3%D0%BE,%D1%89%D0%BE%20%D1%81%D1%82%D0%B0%D0%BD% D0%BE%D0%B2%D0%B8%D0%BB%D0%BE%20%D1%80%D0%B0%D0%B7%D0%BE%D0%BC%2034%20% D0%93%D0%92%D1%82. (accessed at 01.07.2024). (Ukr)

19. Electricity prices for household consumers, second half 2023 V 2. URL: https://ec.europa.eu/eurostat/statistics-

explained/index.php?title=File:Electricity\_prices\_for\_household\_consumers, second\_half\_2023\_V\_2.png (accessed at 17.05.2024).

УДК 620.9

### ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ВТРАТ СВІТЛОГО ЧАСУ ДОБИ ТА ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ У РАЗІ ПЕРЕХОДУ НА ПОСТІЙНИЙ ЗИМОВИЙ ЧИ ЛІТНІЙ ЧАС

**Ю.В. Кузьменко<sup>1</sup>**, канд. техн. наук, **С.М. Шевкун<sup>1</sup>**, канд. техн. наук, **М.В. Добролюбова<sup>2</sup>**, канд. техн. наук, **О.В. Стаценко<sup>2</sup>**, канд. техн. наук, **М.С. Шевкун<sup>3</sup>** 

<sup>1</sup>ДП "Всеукраїнський державний науково-виробничий центр стандартизації, метрології, сертифікації та захисту прав споживачів",

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

E-mail: jkuzmenko@ukrcsm.kiev.ua; shevkun@ukrcsm.kiev.ua.

<sup>2</sup> НТУ України "Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського",

просп. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна.

E-mail: <u>m.v.dobroliubova@gmail.com</u>; <u>o.statsenko@kpi.ua</u>.

<sup>3</sup> Perfect Computer Solutions LLC,

США, 12561, Нью-Йорк, Нью-Палц, 22 N Оуквуд-Террас.

E-mail: <u>mshevkun.dev@gmail.com</u>.

Останнім часом у суспільстві багатьох країн світу суттєво загострилася дискусія щодо доцільності щорічного переходу на літній та зимовий час. Враховуючи певний дискомфорт від переведення стрілок годинників, більшість населення пропонує від нього відмовитися. Але не існує остаточного обгрунтованого рішення, на якому часі слід зупинитися як на постійному – зимовому (поясному, стандартному) чи літньому. Перехід на літній час було запроваджено з метою заощадження електроенергії, але на даний час немає точних розрахунків, щодо його підтвердження. Роботу присвячено розв'язанню актуальної проблеми визначення найбільш ефективного порядку обчислення часу з точки зору більш повного використання сонячного світла і, відповідно, зменшення втрат електроенергії на освітлення у життєдіяльності сучасного світового суспільства. Метою досліджень є розробка методики точного розрахунку втраченого світлого часу доби та втрат електроенергії на освітлення населенням різних країн світу за різних варіантів обчислення часу – у разі застосування щорічного переходу на літній та зимовий (поясний, стандартний) час; відмови від переходу на літній час та остаточне введення зимового часу; відмови від переходу та застосування постійного літнього часу, наведено основні аргументи прихильників і супротивників запровадження постійного зимового та літнього часу. Проведено розрахунок та порівняльний аналіз втрат світлого часу доби та, як наслідок, втрат електричної енергії на освітлення за рік за різних варіантів обчислення часу. Здійснено розрахунок орієнтовної вартості втрат електричної енергії на освітлення за різних варіантів обчислення часу для деяких європейських країн. Задля підвищення точності розрахунків розглянуто соціологічний аспект досліджень у поєднанні з астрономічним. Розроблену методику рекомендовано використовувати у розрахунках під час визначення оптимального порядку обчислення часу у різних країнах світу задля введення його на законодавчому рівні. Застосування методики надасть можливість заощадити значні обсяги електроенергії під час вечірніх пікових навантажень енергоспоживання, що сприятиме стійкості енергосистеми країни та збереженню паливних і фінансових ресурсів. Бібл. 19, рис. 7, табл. 6.

*Ключові слова*: втрати електричної енергії, втрати світлого часу, зимовий час, літній час, світлий час доби, переведення годинників, стандартний час, поясний час.

Received 14.01.2025 Accepted 25.03.2025

# ДО 75-РІЧЧЯ АКАДЕМІКА НАН УКРАЇНИ ОЛЕКСАНДРА ВАСИЛЬОВИЧА КИРИЛЕНКА



Доктор технічних наук, професор, заслужений діяч науки і техніки України, лауреат Державної премії України в галузі науки і техніки і премії НАН України ім. С.О.Лебедєва, академік НАН України О.В. Кириленко народився 20 травня 1950 р. У 1973 р. закінчив Київський політехнічний інститут (Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського"), за фахом – інженер-електрик. Після закінчення ВУЗу працював у Київському політехнічному інституті на кафедрі «Електричні мережі і системи» (1973 – 1975), а з 1975 р. і по теперішній час працює у Інституті електродинаміки НАН України. пройшовши шлях від молодшого наукового співробітника, заступника директора інституту з наукової роботи і завідувача відділу до директора Інституту електродинаміки НАН України. На даний час займає посаду радника при дирекції Інституту.

Дисертацію на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук О.В. Кириленко захистив у 1981 р., звання

старшого наукового співробітника присвоєно у 1986 р., докторську дисертацію захистив у 1993 році, звання професора присвоєно у 1996 р., членом-кореспондентом НАН України був обраний у 1997 р., академіком НАН України – у 2006 році. Кириленко Олександр Васильович – видатний вчений, відомий в Україні та далеко за її межами своїми працями в галузі електроенергетики, спрямованими на підвищення надійності та ефективності функціонування електроенергетичних об'єктів та систем, зокрема в умовах розвитку ринку електричної енергії України. Його різнобічні дослідження процесів функціонування електроенергетичних систем забезпечили розвиток теорії створення систем керування такими процесами, дозволили запропонувати принципи, методи побудови відповідних інтегрованих інформаційно-управляючих систем та їхніх елементів, що стало основою цифрової трансформації електроенергетики України. Ним запропоновано нові підходи до побудови систем контролю та діагностування в електроенергетиці, вирішено питання забезпечення їхньої надійності та відмовостійкості, точності та швидкодії, досліджено особливості формалізації та розв'язання задач параметричної оптимізації аналогових елементів та пристроїв автоматики електроенергетичних систем, розроблено нові підходи та відповідний апарат для автоматизації процесів моделювання електроенергетичних об'єктів та систем. Ним розвинуто теорію аналізу та багатокритеріальної оптимізації первинних перетворювачів струму, що призначені для роботи в усталених та перехідних режимах роботи, запропоновано методи забезпечення точності таких пристроїв.

В даний час академік О.В. Кириленко значну увагу приділяє науково-технічним питанням забезпечення ефективності інноваційного розвитку та керованості об'єднаної електроенергетичної системи України за умов впровадження нової моделі ринку електроенергії та зростання частки відновлюваних джерел енергії в структурі її генеруючих потужностей, активно працює над вирішенням проблем впровадження та розвитку технологій Smart Grid в електроенергетиці України. Результати наукових досліджень Кириленка О.В. висвітлені в численних публікаціях (понад 300 статей та 20 монографій, 5 навчальних посібників та підручників).

Олександр Васильович успішно поєднує наукову, організаційну, педагогічну та громадську діяльність. З 2015 року він є академіком-секретарем Відділення енергетики та енергетичних технологій НАН України, очолює Експертну раду з електротехніки та енергетики Департаменту атестації наукових кадрів МОН України, Технічний комітет зі стандартизації «Керування енергетичними системами та пов'язані з ним процеси інформаційної взаємодії» (ТК 162), в межах якого забезпечено прийнято понад 200 нових стандартів в сфері керування електроенергетичними системами в Україні. вдосконаленню планування та розвитку наукових досліджень, формування та реалізації цільових програм НАН України.

Багато уваги Кириленко О.В. приділяє загальному керівництву в Академії міждисциплінарними дослідженнями в галузі енергозбереження, активно сприяє участі наукових установ НАН України у вирішенні проблем паливно-енергетичного комплексу України, підготовці висококваліфікованих наукових кадрів, впровадженню результатів наукових досліджень в господарський комплекс держави.

Наукові досягнення та громадська діяльність О.В.Кириленка відзначена державними преміями та нагородами: 1983 р. – медаллю Академії наук УРСР та премією для молодих вчених за розроблення методів і алгоритмів параметричного синтезу вимірювальних перетворювачів струму, призначених для роботи в усталених та перехідних режимах; 1988 р. – золотою медаллю ВДНГ СРСР у складі авторського колективу за створення системи реєстрації подій та контролю параметрів режимів електроенергетичних об'єктів; 1995 р. – премією ім. С.О. Лебедєва НАН України за серію праць "Основи теорії, методи проектування та побудови інтегрованих інтелектуальних інформаційно-управляючих систем в електроенергетиці"; 1999 р. – державною премією України в галузі науки і техніки у складі авторського колективу за роботу "Розробка наукових основ та засобів підвищення енергетичної ефективності та їх впровадження у системах управління постачанням і використанням електроенергії, природного газу та тепла"; 2008 р. – присвоєно звання «Заслужений діяч науки і техніки України»; 2009 р. – присвоєно звання лауреата конкурсу «Лідер паливно-енергетичного комплексу-2009» у номінації «Вчений», 2020 р. – нагороджено орденом князя Ярослава Мудрого V ст.

Наукова спільнота, коллектив Інституту електродинаміки НАН України, редакція журналу «Технічна електродинаміка», учні та друзі щиро вітають Олександра Васильвича з ювілеєм і зичать міцного здоров'я, творчих успіхів, наснаги задля здійснення всіх задумів та творчих планів, щодо розвитку вітчизняної науки, зміцнення і процвітання України.

## ДО 90-РІЧЧЯ ЧЛЕНА-КОРЕСПОНДЕНТА НАН УКРАЇНИ КУЗНЕЦОВА ВОЛОДИМИРА ГРИГОРОВИЧА



1 червня 2025 року виповнюється 90 років видатному вченому в галузі електроенергетики та електротехніки, головному науковому співробітнику Інституту електродинаміки НАН України, член-кореспонденту НАН України, доктору технічних наук, професору Володимиру Григоровичу Кузнецову.

Народився В.Г. Кузнецов 1 червня 1935 року в затишному містечку Кримську Краснодарського краю. У 1958 році він закінчив електротехнічний факультет Київського політехнічного інституту за спеціальністю "Електричні станції, мережі та системи". Трудову діяльність розпочав інженером-електриком у проектному інституті Київського раднаргоспу, а з 1961 року працював асистентом кафедри теоретичних основ електротехніки Київського політехнічного інституту. Починаючи з 1966 року і понині В.Г. Кузнецов працює в Інституті електродинаміки НАН України, де у 1980-2008 рр. очолював відділ оптимізації систем електропостачання, у 1987-2003 рр. обіймав посаду заступника

директора Інституту з наукової роботи, з 2008 р. – головного наукового співробітника. В ІЕД він пройшов шлях від аспіранта до доктора технічних наук (1982 р.), професора (1985 р.), член-кореспондента НАН України (1990 р.), заслуженого діяча науки і техніки України (1998 р.).

Вололимир Григорович Кузнецов – віломий вчений в Україні та за корлоном, засновник наукового напрямку з оптимального управління електромагнітними процесами у багатофазних системах з лжерелами спотворень. Його фундаментальні дослідження з комплексного підвишення якості електроенергії, забезпечення електромагнітної сумісності споживачів у системах загального та автономного електропостачання, енергозберігаючого керування режимами електричних мереж, обмеження сталих і квазістаціонарних резонансних, ферорезонансних та анормальних перенапруг в електричних мережах високої та надвисокої напруги отримали міжнародне визнання. Ним запропоновані методи синтезу багатофазних фазозсувних кіл та ефективні пристрої забезпечення електромагнітної сумісності, розроблені теорія енергетичних процесів неврівноважених багатофазних систем з нелінійними елементами і методи корекції їхніх параметрів, методи еквіваленттування несиметричних кіл, статичні і динамічні моделі оцінювання електромагнітної сумісності та нормування показників якості електричної енергії, теорія та принципи побудови систем електропостачання з мінімальними рівнями кондуктивних завад, методи багатокритеріального управління режимами електромереж з урахуванням показників якості електроенергії та реактивної потужності у вузлах, отримані вагомі фундаментальні та практичні результати по обмеженню ферорезонансних перенапруг в мережах з ефективним заземленням нейтралі.

Ці роботи у подальшому отримали значний розвиток у працях В.Г.Кузнецова та його учнів. Результати, пов'язані з дослідженням методів оптимального функціонування електричних мереж за наявності джерел спотворень, використані в трьох Державних стандартах з якості електричної енергії, в інструктивних матеріалах з компенсації реактивної потужності, в керівних та методичних вказівках з обмеження ферорезонансних перенапруг на шинах 110-750 кВ розподільчих пристроїв електростанцій (у тому числі атомних) і підстанцій. Виконаний під керівництвом Володимира Григоровича комплекс досліджень з моделювання процесів у лініях електропередачі (ЛЕП) 750 кВ та аналізу перенапруг у режимі однофазного автоматичного повторного включення дозволив розробити рекомендації для НЕК "Укренерго" щодо вибору параметрів та місць розташування шунтувальних та компенсаційних реакторів, налагодити на ВАТ "Запоріжтрансформатор" серійний випуск останніх, підвищити надійність експлуатації таких ліній. Зокрема, їхнє використання забезпечило успішний запуск в експлуатацію ЛЕП-750 кВ "Рівненської АЕС при введенні в дію нового блоку 1000 МВт (2004 р.). Запропоновані моделі, методи та пристрої В.Г. Кузнецова знайшли широке впровадження в Україні, США, Канаді, Австралії, Молдові та ряді інших країн. Багаторічна наукова діяльність В.Г. Кузнєцова відзначена численними урядовими нагородами, почесними знаками та грамотами. За результати фундаментальних наукових та практичних досягнень В.Г. Кузнецову присуджено Державну премію України в галузі науки і техніки (1996 р.), премію НАН України ім. Г.Ф. Проскури (2001 р.) та премію НАН України ім. С.О. Лебедєва (2006 р.).

Володимир Григорович заснував наукову школу з комплексного моделювання та оптимізації електромагнітних процесів і режимів в електричних мережах та системах з джерелами несиметричних, нелінійних та швидкозмінних спотворень. Наукова школа В. Г. Кузнецова, яка займається підвищенням якості електроенергії, розробленням методів оптимального керування режимами електричних мереж, електромагнітних процесів у багатофазних системах з джерелами спотворень, ефективних методів та пристроїв підвищення електромагнітної сумісності обладнання споживачів сучасних і перспективних систем електропостачання, отримала широке визнання наукової спільноти в світі. Серед учнів В.Г. Кузнецова 3 доктори та 27 кандидатів технічних наук. Професор В.Г. Кузнецов на протязі багатьох років викладав у Національному технічному університеті України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського".

Результати наукової діяльності В.Г. Кузнецова висвітлено у більш ніж 500 публікаціях, серед яких 12 монографій і 63 авторських свідоцтва та патенти. Значну кількість праць опубліковано у наукових фахових виданнях, які входять до міжнародних наукометричних баз даних (Scopus, Web of Science та ін.). Він є керівником семінару наукової ради НАН України «Наукові основи електроенергетики» та входить до складу редколегій низки українських та закордонних наукових журналів.

Наукова спільнота, колектив Інституту електродинаміки НАН України, редакція журналу «Технічна електродинаміка», учні та друзі щиро вітають Володимира Григоровича з ювілеєм і зичать міцного здоров'я, творчих успіхів, наснаги для здійснення всіх задумів та творчих планів.