



ISSN 1727-9895

# Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України

Збірник наукових праць

Випуск  
56

Київ  
2020

Відділення фізико-технічних проблем енергетики  
Національної академії наук України  
Інститут електродинаміки

## **ПРАЦІ**

# **Інституту електродинаміки Національної академії наук України**

Збірник наукових праць

Виходить тричі на рік

Засновано у 1999 році

**Випуск  
56**

Київ  
2020

**ПРАЦІ ІНСТИТУТУ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ НАН УКРАЇНИ**

**Редакційна колегія\*:**

<b>Шаповал І.А.</b>	<b>головний редактор, докт. техн. наук</b>
Кириленко О.В.	академік НАН України
Стогній Б.С.	академік НАН України
Шидловський А.К.	академік НАН України
Волков І.В.	член-кор. НАН України
Жаркін А.Ф.	член-кор. НАН України
Кондратенко І.П.	член-кор. НАН України
Кузнецов В.Г.	член-кор. НАН України
Михальський В.М.	член-кор. НАН України
Шидловська Н.А.	член-кор. НАН України
Щерба А.А.	член-кор. НАН України
Буткевич О.Ф.	докт. техн. наук
Васецький Ю.М.	докт. техн. наук
Кенсицький О.Г.	докт. техн. наук
Липківський К.О.	докт. техн. наук
Мислович М.В.	докт. техн. наук
Новік А.І.	докт. техн. наук
Петухов І.С.	докт. техн. наук

**Editorial board\*:**

<b>I.A. Shapoval</b>	<b>Editor-In-Chief, Doctor of engineering sciences</b>
O.V. Kyrylenko	Academician of the NAS of Ukraine
B.S. Stognii	Academician of the NAS of Ukraine
A.K. Shydlovskiy	Academician of the NAS of Ukraine
I.V. Volkov	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
A.F. Zharkin	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
I.P. Kondratenko	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
V.G. Kuznetsov	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
V.M. Myhalskyi	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
N.A. Shydlovska	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
A.A. Shcherba	Corresponding Member of the NAS of Ukraine
O.F. Butkevych	Doctor of engineering sciences
Yu.M. Vasetskyi	Doctor of engineering sciences
O.G. Kensytskyi	Doctor of engineering sciences
K.O. Lypkivskiy	Doctor of engineering sciences
M.V. Myslovych	Doctor of engineering sciences
A.I. Novik	Doctor of engineering sciences
I.C. Petuhov	Doctor of engineering sciences

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

**International editorial board:**

V.F. Reztsov, Corresponding member of the NAS of Ukraine, Institute of Renewable Energy of the NAS of Ukraine, Kyiv  
V.Yu. Rozov, Corresponding member of the NAS of Ukraine, the Science and Technology Center of Magnetism of Technical Objects, Kharkiv  
V.S. Maliar, Doctor of engineering sciences, Lviv Polytechnic National University, Lviv  
V.V. Rymsha, Doctor of engineering sciences, National Polytechnic University, Odesa  
Bendahmane Boukhalfa, Doctor of Engineering Sciences, University of Béjaïa, Algeria  
M. Pavlik, Member of NAS Ukraine, Technical University of Lodz, Poland  
Yu.R. Plotkin, Doctor of Engineering Sciences, Berlin School of Economics and Law

Збірник включений до Переліку наукових фахових видань України (категорія «Б») наказом МОН № 975 від 11.07.2019. та представлений у таких системах реферування:

- загальнодержавному депозитарії «Наукова періодика України»;
- загальнодержавній базі даних «Україніка наукова» (реферативний журнал «Джерело»);
- науковій електронній бібліотеці періодичних видань НАН України (NA SPLIB) (<http://www.dspace.nbu.gov.ua/>);
- базі РІНЦ Наукової електронної бібліотеки, Росія;
- Реферативному журналі, Росія.

У збірнику здійснюються експертне рецензування та наукове редагування статей.

*Друкується за постановою вченої ради  
Інституту електродинаміки Національної академії наук України.  
Протокол № 6 від 9 липня 2020 року*

Зареєстровано 07.02.2002. Свідоцтво: серія КВ, № 5843.

Засновник та видавець: Інститут електродинаміки НАН України  
Україна, 03057, м. Київ-57, пр. Перемоги, 56

**Адреса редакції:**

03057, м. Київ, пр. Перемоги, 56, Інститут електродинаміки НАН України.  
Тел. (044) 366-26-56 E-mail: [mlyv@ied.org.ua](mailto:mlyv@ied.org.ua); Адреса сайта: <http://ied.org.ua>

**Праці**  
**Інституту електродинаміки**  
**Національної академії наук України**

Випуск 56

2020 р.

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56>

**ЗМІСТ**

**ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА**

- Михайлов В.М., Петренко М.П.* Про наближення плоскопаралельного поля в розрахунках плоскомеридіанних полів поблизу плоскої граничної поверхні..... 5
- Щерба А.А., Супруновська Н.І., Щерба М.А., Михайленко В.* Використання методу багатопараметричних функцій для аналізу перехідних процесів у електричних колах змінної структури..... 11
- Подольцев О.Д., Кучерява І.М.* Тривимірна модель розрахунку магнітного поля підземної кабельної лінії..... 16

**СМАРТ-ТЕХНОЛОГІЇ В ЕЛЕКТРОТЕХНІЦІ**

- Мельник В.Г., Борцов П.І., Беляєв В.К., Василенко О.Д., Ламеко О.Л., Сліцький О.В.* Базовий вимірювальний модуль для реалізації високоточних засобів визначення параметрів імпедансу в широкому діапазоні частот..... 20
- Клен К.С., Мартинюк В.І., Жуйков В.Я.* Моделювання хмарного покриття на основі супутникових знімків..... 24

**ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ**

- Сангінова О.В., Гурсєв В.О.* Моделювання режимів із застосуванням багатоопорного методу розрахунку контурних струмів для комп'ютерних тренажерів..... 28
- Буйний Р.О., Діхтярук І.В., Красножон А.В., Квицинський А.О.* Дослідження впливу ВЕУ на величину струму міжфазного короткого замикання через екрани кабелів мережі ВЕС напругою 10–35 кВ..... 34

**ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ**

- Vishnevsky L.V., Mukha M.Y., Drankova A.O.* Improving an energy efficiency of ship electric installations by using asynchronous generators ..... 40
- Денисов Ю.О., Войтенко В.П., Городній О.М., Єршов Р.Д., Димерець А.В.* Оптимізація енергодинамічних процесів в системах електроприводу квадрокоптера..... 47
- Петрушин В.С., Плоткін Ю.Р., Єноктаєв Р.М., Кириленко А.С., Заволінковський В.В.* Теоретичне та експериментальне дослідження ефективності регульованого асинхронного електроприводу..... 53

**НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ**

- Oleschuk V., Ermuratskii V.* Double-delta-winding system with neutral-point-clamped converters controlled by synchronous multi-zone PWM..... 59
- Руденко Ю.В.* Особливості розрахунку напівпровідникових перетворювачів постійної напруги на основі усереднення в просторі станів..... 64

**ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ**

- Бондар О.І., Глухенький О.І., Гориславець Ю.М.* Електромагнітні параметри двофазної індукційної каналної печі..... 72
- Sinchuk O., Kupin A., Sinchuk I., Kozakevych I., Peresunko I.* Development of algorithms for fuzzy control of energy flows in the conditions of underground iron ore extraction..... 77

## CONTENTS

### THEORETICAL ELECTRICAL ENGINEERING

*Mikhailov V.M., Petrenko M.P.*

- About plane field approximation in calculations of the axisymmetric field near a plane boundary surface..... 5
- Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A., Mykhailenko V.V.* Application of the method of multi-parameter functions for transient analysis in circuit with variable configuration ..... 11
- Podoltsev O.D., Kucheriava I.M.* Three-dimensional model for computation of magnetic field of underground cable line..... 16

### SMART TECHNOLOGIES IN ELECTRICAL ENGINEERING

*Melnyk V.G., Borschov P.I., Beliaev V. K., Vasylenko O.D., Lameko O.L., Slitskiy O.V.*

- Basic measuring module for implementation of the high-precision devices for determining the impedance parameters in a wide frequency range..... 20
- Klen K.C., Martyniuk V.I., Zhuykov V.Ya.* Modeling of a cloud cover on the basis of satellite photos..... 24

### ELECTRIC POWER SYSTEMS

*Sanginova , Gurieiev V.* Mesh analysis for computer-aided modes simulation ..... 28

*Buinyi R.O., Dihtyaruk I.V., Krasnozhan A.V., Kvytsynskiy A.O.*

- Influence of wind turbine generator on the short-circuit current between phases through cable screens of a wind farm in 10-35 kV power networks ..... 34

### ELECTROMECHANICAL ENERGY CONVERSION

*Vishnevsky L.V., Mukha M.Y., Drankova F.O.* Improving the energy efficiency of ship electric installations by using asynchronous generators ..... 40

*Denisov Yu., Voytenko V., Gorodny A., Dymyrets A.* Optimization of energy-dynamic processes in quadrocopter electric drive systems..... 47

*Petrushin V.S., Plotkin Y.R., Yenoktaiev R.N., Kyrylenko A.S., Zavolinkovskiy V. V.* Theoretical and experimental study of the effectiveness of adjustable induction electric drive..... 53

### SEMICONDUCTOR CONVERTERS

*Oleshuk V., Ermurataskii V.* Double-delta-winding system with neutral-point-clamped converters controlled by synchronous multi-zone PWM..... 59

*Rudenko Yu.V.* Features of calculation of semiconductor voltage converters based on state-space averaging..... 64

### ELECTROTECHNOLOGICAL COMPLEXES AND SYSTEMS

*Bondar O.I., Glukhenkyi O.I., Goryslavets* Electromagnetic parameters of two-phase induction channel furnace..... 72

*Sinchuk O., Kupin A., Sinchuk I., Kozakevych I., Peresunko I.* Development of algorithms for fuzzy control of energy flows in the conditions of underground iron ore extraction..... 77

Відповідальний секретар С.В. Гаврилюк

Редактор Ю.В. Морозова-Леонова

Підписано до друку 10.08.20. Формат 60×84/8. Папір офс. Офс. друк. Ум.друк. арк. 8,6. Наклад 100 прим. Зам. 28. Включений в Перелік наукових фахових видань України, категорія «Б».

## ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

УДК 621.3

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.005>ПРО НАБЛИЖЕННЯ ПЛОСКОПАРАЛЕЛЬНОГО ПОЛЯ В РОЗРАХУНКАХ  
ПЛОСКОМЕРИДІАННИХ ПОЛІВ ПОБЛИЗУ ПЛОСКОЇ ГРАНИЧНОЇ ПОВЕРХНІ**В.М. Михайлов\***, докт. техн. наук, **М.П. Петренко\*\***Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,  
вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна,  
e-mail: [valery.m.mikhailov@gmail.com](mailto:valery.m.mikhailov@gmail.com)

Розглянуто плоскомеридіанні та плоскопаралельні магнітні і електростатичні поля над плоскою границею провідного півпростору. Магнітні поля утворюються провідним кільцем або прямолінійним провідником того ж перетину з високочастотним або імпульсним струмом при різкому поверхневому ефекті, а електростатичні поля – такими ж, але зарядженими провідниками. Кільце та прямолінійний провідник представлено сукупностями елементарних кільцевих струмів, або зарядів та осей зі струмами, або рівномірно заряджених осей. Описано формулювання та розв'язки задач для векторного потенціалу плоскомеридіанного та плоскопаралельного магнітного поля систем «елементарний струм – ідеально надпровідний півпростір». Розраховано струми і заряди, індуковані у провідному півпросторі. Зроблено порівняння розподілів індукції магнітних і напруженості електростатичних полів на граничній поверхні. Запропоновано критерій наближення плоскопаралельного поля при розрахунку магнітних та електростатичних плоскомеридіанних полів поблизу плоскої граничної поверхні та визначено його припустимі значення. Встановлено значення цього критерію, за яких розподіл осьової проекції напруженості електростатичного поля на границі провідного півпростору наближається до розподілу радіальної проекції індукції магнітного поля на границі ідеально надпровідного півпростору. Бібл. 9, рис. 4.

**Ключові слова:** магнітне поле, різкий поверхневий ефект, електростатичне поле, плоскомеридіанне поле, плоскопаралельне поле, наближення плоскопаралельного поля, критерій наближення.

**Вступ.** Обґрунтована заміна плоскомеридіанного поля деяких електрофізичних пристроїв плоскопаралельним (плоским) на окремих ділянках розрахункової області (наближення плоскопаралельного поля) суттєво спрощує розрахунки. Таке наближення імпульсного магнітного поля осесиметричної системи одновиткового соленоїду прямокутного або трапецеїдального перетину при різкому поверхневому ефекті дало змогу врахувати крайові ефекти на гострих та округлених крайках соленоїда за допомогою методу конформних відображень [1, 2]. У розглянутих задачах соленоїд мав відносно просту форму, а гранична поверхня поблизу нього була циліндричною. Наближення плоскопаралельного поля для тіл обертання довільної форми над плоскою граничною поверхнею досліджено недостатньо.

**Мета роботи** – визначення критерію наближення плоскопаралельного поля в розрахунках плоскомеридіанних полів, що утворюються поблизу плоскої граничної поверхні провідників високочастотними, а також імпульсними струмами або зарядами у провідних тілах довільної форми, та області його значень, в якій це наближення припустиме.

**Методика порівняння полів і критерій наближення плоскопаралельного поля.** Спочатку розглянемо в циліндричних координатах  $r$ ,  $\psi$ ,  $z$  провідне, довільного меридіанного перетину кільце з високочастотним або імпульсним струмом, розташоване в непровідному і немагнітному півпросторі  $z > 0$  над плоскою границею провідного і немагнітного півпростору  $z < 0$  (рис. 1, *a*). Під впливом магнітного поля кільця в нижньому півпросторі індуються вихрові струми. Нехай виконуються умови квазістаціонарності, а у провідниках системи, що розглядається, різко проявляється поверхневий ефект і струми протікають у

тонких поверхневих шарах. Тому в подальшому приймаємо допущення ідеального поверхневого ефекту, за яким нижній півпростір вважаємо ідеально надпровідним.

У системі провідників, що розглядається, мають місце ще два ефекти: ефект близькості та кільцевий ефект [3,4]. Внаслідок ефекту близькості струми прагнуть протікати на відносно невеликих ділянках кільця та нижнього півпростору, що знаходяться на мінімальних відстанях. Під дією кільцевого ефекту струми в тілах обертання прагнуть протікати елементарними кільцевими ділянками, що мають мінімальні радіуси [4], чим послаблюють ефект близькості.

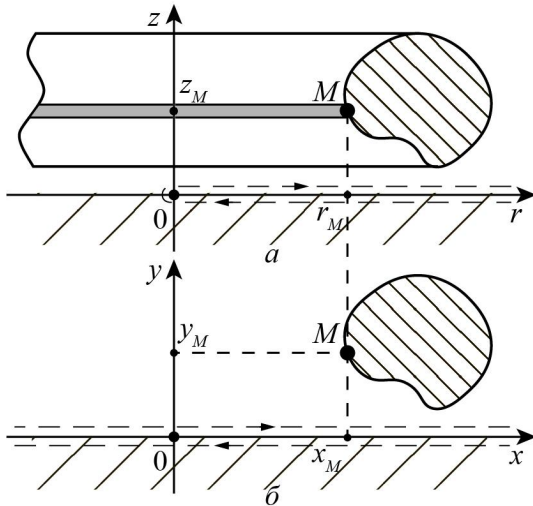


Рис. 1

Порівняємо описане проскомеридіанне магнітне поле поблизу провідного півпростору з відповідним плоскопаралельним полем, котре утворюється прямолінійним провідником необмеженої довжини, перетин якого такий же, як і меридіанний перетин кільця в декартових координатах  $x, y, z$  (рис. 1, б). Провідником протікає височастотний або імпульсний струм, мають місце поверхневий ефект і ефект близькості, а також справедливі прийняті допущення. Методика дослідження полягає в порівнянні магнітних полів, що утворюються на плоскій границі півпростору відповідними елементарними струмами кільця та прямолінійного провідника, та визначенні умови, за якої ці поля достатньо близькі. Представляючи кільце і прямолінійний провідник у вигляді сукупностей елементарних струмів,

розповсюджуємо отриману умову і на ці сукупності або на вихідні системи провідників, що розглядаються.

Елементарні струми протікають кільцем і прямолінійним провідником достатньо малих перетинів, що дає змогу замінити їх нескінченно тонким кільцем та віссю зі струмом.

Очевидно, що критерієм наближення плоскопаралельного поля є співвідношення  $r_M/z_M$ ,  $M \ll 1$  ( $r_M, z_M$  – циліндричні координати точки  $M$ ;  $1$  – контур меридіанного перетину тіла обертання (рис. 1, а)). Можна очікувати, що зі збільшенням  $r_M/z_M$  перше із двох полів, що порівнюються, наближується до другого. Однак невідомо які значення має приймати критерій наближення.

#### Формулювання задач для векторного потенціалу магнітного поля та їх розв'язки.

Формулювання задачі для векторного потенціалу магнітного поля  $A_\psi(r, z)$  системи кільцевий струм – ідеально надпровідний півпростір в області  $z > 0$  (рис. 1, а) містить [5,6] рівняння і граничну умову на поверхні півпростору

$$\frac{\partial}{\partial r} \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r A_\psi) + \frac{1}{r} \frac{\partial^2 A_\psi}{\partial z^2} = 0, \quad (1)$$

$$A_\psi(r, 0) = 0, \quad (2)$$

а також умову на нескінченності, згідно з якою  $A_\psi(r, z)$  прямує до нуля. Розв'язок задачі (1), (2) з урахуванням умови на нескінченності отримаємо за допомогою функції Гріна для векторного потенціалу магнітного поля  $G_{A_\psi}(r, z)$  [6] ( $A_\psi(r, z) = I G_{A_\psi}(r, z)$ ). Маємо ( $\mu_0$  – магнітна стала)

$$A_\psi(r, z) = \mu_0 r_M I \int_0^\infty J_1(kr_M) J_1(kr) \text{sh}(kz) e^{-kz_M} dk, \quad 0 \leq z \leq z_M. \quad (3)$$

Використовуючи (3), визначаємо радіальну проекцію індукції магнітного поля  $\vec{B}$  [5] на граничній поверхні півпростору:

$$B_r(r, z) = -\frac{\partial A_{ш}}{\partial z}, \tag{4}$$

$$B_r(r, 0) = -\mu_0 r_M I \int_0^\infty k J_1(kr_M) J_1(kr) e^{-kz_M} dk. \tag{5}$$

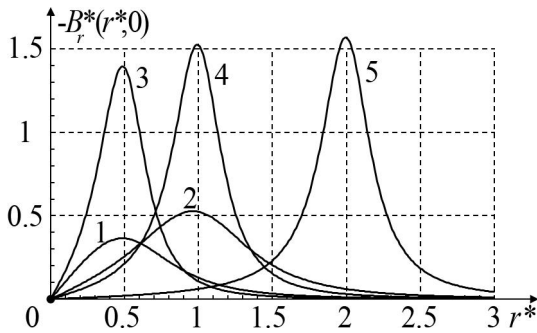


Рис. 2

На рис. 2 показано розподіли  $B_r^*(r^*, 0)$ , розраховані за формулою (5) для різних значень  $r_M^*$  и  $z_M^*$  (для кривої 1  $r_M^*=0.5$ ,  $z_M^*=0.5$ ,  $r_M/z_M = 1$ , 2 – 1.0; 0.5; 2, 3 – 0.5; 0; 2; 2.5, 4 – 1.0; 0.2; 5, 5 – 2.0; 0.2; 10). Величини, позначені зірочками, є безрозмірними:  $B^* = B/B_0$ ,  $r^* = r/l_0$ ,  $r_M^* = r_M/l_0$ ,  $z_M^* = z_M/l_0$ ,  $l_0$  – базисна довжина,  $B_0 = \mu_0 I/l_0$ . Величина  $l_0$  вибирається довільно, оскільки безрозмірні значення  $B_r^*(r^*, 0)$  від неї не залежать. Крім цього,  $r_M/z_M = r_M^*/z_M^*$ . За малих значень  $r_M/z_M$  розподіли асиметричні відносно положення максимуму  $r^* \approx r_M^*$  (криві 1 – 3). Зі збільшенням  $r_M/z_M$  асиметрія зменшується, а при  $r_M/z_M = 10$  вона незначна (криві 4, 5).

Формулювання задачі для модуля векторного потенціалу  $\vec{A}$  плоскопаралельного магнітного поля системи осей зі струмом – ідеально надпровідний півпростір в області  $y > 0$  (рис. 1, б) складається з рівняння [5] та граничної умови на осі  $x$

$$\frac{\partial^2 A}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A}{\partial y^2} = 0, \tag{6}$$

$$A(x, 0) = 0. \tag{7}$$

Умова на нескінченності така ж, як і для  $A_\psi(r, z)$ . За допомогою відомого розв’язку задачі продовження плоскопаралельного магнітного поля з осі  $x$  [7] знаходимо

$$A(x, y) = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \ln \frac{(x-x_M)^2 + (y+y_M)^2}{(x-x_M)^2 + (y-y_M)^2}. \tag{8}$$

При  $I = 1$  з (8) отримуємо модуль відповідної функції Гріна  $\vec{G}_A(x, y)$ . Згідно з (8) та структурою векторів  $\vec{A}$  і  $\vec{B}$  визначаємо індукцію магнітного поля на границі півпростору:

$$B_x(x, 0) = \mu_0 I y_M / \pi \left( (x-x_M)^2 + (y-y_M)^2 \right). \tag{9}$$

Струм  $I_i$ , що індукується в нижньому півпросторі, знаходимо за допомогою закону повного струму в інтегральній формі [3] для контуру, що охоплює вісь  $r$  або вісь  $x$  (пунктирні лінії на рис. 1, а, б). Враховуючи відсутність поля при  $z < 0$  і  $y < 0$ , для плоскомеридіанного і плоскопаралельного поля маємо

$$I_i = \frac{1}{\mu_0} \int_0^\infty B_r(r, 0) dr, \tag{10}$$

$$I_i = \frac{1}{\mu_0} \int_{-\infty}^\infty B_x(x, 0) dx. \tag{11}$$

Після підстановки в (10) формули (5) за допомогою табличних інтегралів [8] отримуємо

$$I_i = -1 - 1 + \frac{r_M}{z_M} \dots I. \tag{12}$$

Підстановка (9) у (11) призводить до результату:  $I_i = -I$ . Бачимо, що струм  $I_i$  у випадку плоскомеридіанного поля залежить від обраного нами критерію наближення: збільшення або зменшення  $r_M/z_M$  призводить до таких же змін  $|I_i|$ , що має фізичний зміст. Якщо в формулі (12) прийняти  $r_M/z_M \rightarrow \infty$ , то  $I_i \rightarrow -I$ , що відповідає плоскопаралельному полю та підтверджує

правильність формули (12). Сказане ілюструється кривими рис. 3 (для кривої 1  $z_M^* = 0.05$ , 2 – 0.1, 3 – 0.2, 4 – 0.5).

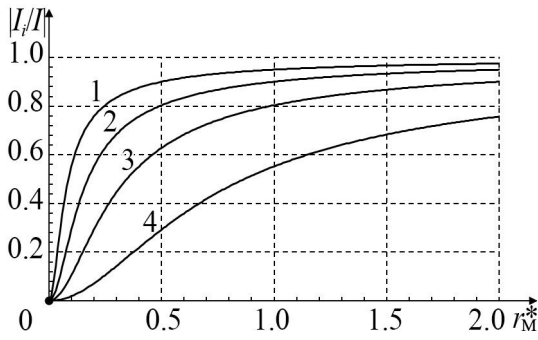


Рис. 3

та вісь. Знайдемо  $E_z(r,0)$  і  $E_y(x,0)$  – проєкції векторів напруженості електричного поля  $\vec{E}$  на границі провідного півпростору. Використовуючи функцію Гріна для потенціалу  $\phi(r,z)$  плоскомеридіанного електростатичного поля  $G_\phi(r,z)$  [6] ( $\phi(r,z) = \tau G_\phi(r,z)$ ) і співвідношення  $\vec{E} = -\text{grad } \phi$  [3], маємо

$$E_z(r,0) = -\frac{\tau r_M}{\epsilon_0} \int_0^\infty k J_0(kr_M) J_0(kr) e^{-kz} dk, \quad (13)$$

де  $\tau$  – лінійна густина електричного заряду,  $\epsilon$  – абсолютна діелектрична проникність верхнього півпростору.

У формулах (13) та (3), (5)  $J_0, J_1$  – функції Бесселя першого роду нульового і першого порядку. Потенціал плоскопаралельного електростатичного поля  $\phi(x,y)$  та  $E_y(x,0)$  відрізняється від  $A(x,y)$  та  $B_x(x,0)$  (формули (8) і (9)) тільки множником  $\tau/\epsilon$  замість  $\mu_0 I$  (при  $\tau = 1$  маємо функцію Гріна  $G_\phi(x,y)$ ). Електричний заряд, що індукується в провідному півпросторі, на одиницю довжини елементарного кільця та осі знаходимо за допомогою постулату Максвелла в інтегральній формі [3]

$$\tau_i = \frac{\epsilon}{r_{M0}} E_z(r,0) r dr, \quad (14)$$

$$\tau_i = \epsilon E_y(x,0) dx. \quad (15)$$

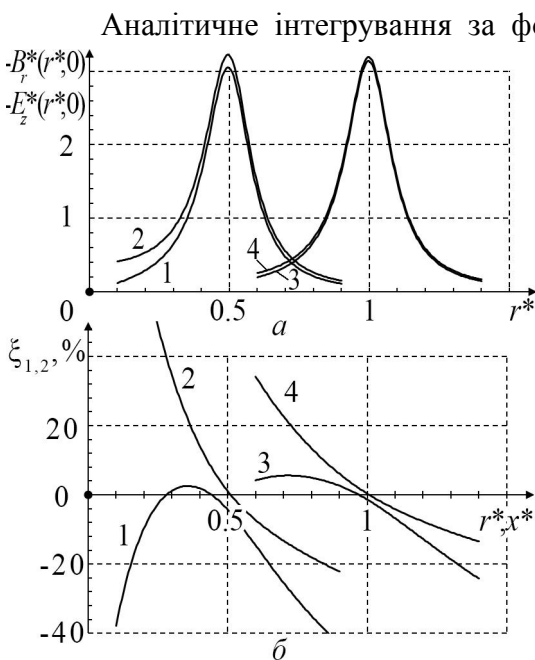


Рис. 4

**Розрахункові формули для електростатичного поля над провідним півпростором.** Відома електростатична аналогія плоскопаралельного магнітного поля при різкому поверхневому ефекті у провідниках [9]. Тому можна припустити, що наближення, що розглядається, має місце і для електростатичних полів. Водночас вважаємо, що на рис. 1, а зображено заряджене кільце довільного перетину та елементарний кільцевий заряд, а на рис. 1, б – рівномірно заряджені прямолінійний провідник того ж перетину

Аналітичне інтегрування за формулою (15) призводить до очевидного результату:  $\tau_i = -\tau$ . Чисельне інтегрування за формулою (14) з урахування (13) при  $r_M/z_M \in [0.5; 20]$  дає такий самий результат з погрешністю не вищою  $10^{-4}$ .

**Порівняння розподілів плоскомеридіанних та плоскопаралельних полів.** На рис. 4, а показано розподіли  $B_r(r,0)$  (криві 1, 3) і  $E_z(r,0)$  (криві 2, 4), а на рис. 4, б відносні розбіжності  $\xi_1$  між  $B_r(r,0)$  та  $B_x(x,0)$  по відношенню до  $B_x(x,0)$  (криві 1,3) і  $\xi_2$  між  $E_z(r,0)$  і  $E_y(x,0)$  по відношенню до  $E_y(x,0)$  (криві 2, 4). Для кривих 1, 2 на рис. 4, а, б  $r_M/z_M = x_M/y_M = 5, 3, 4 - 10$ . Безрозмірні величини  $x^* = x/l_\delta$ ,  $E^* = E/E_\delta$ ,  $E_\delta = \tau/(\epsilon l_\delta)$ . При розрахунках  $\xi_{1,2}$  знаки величин, що порівнюються, мають бути однакові (знак можна змінити зміною напрямку струму або знаку заряду). З даних рис. 4, б витікає, що при  $r_M/z_M = 10$  розбіжності  $\xi_{1,2}$  у середніх ділянках розподілів не перевищують декількох відсотків та дещо збільшуються на краях з відносно малими

значеннями функцій, що порівнюються (криві 3, 4). При  $r_M/z_M = 5$  розбіжності  $\xi_{1,2}$  помітно збільшуються (криві 1, 2).

Отримані результати відображають наближену подібність полів, що порівнюються, та їх математичних описів на певній ділянці розрахункової області. При відносно великих значеннях  $r_M$  векторний потенціал  $A_\psi(r,z)$  за фізичним смыслом наближається до  $A(x,y)$ , а граничні умови (2) та (7) однакові. Можна показати, що при відносно великих  $r$  поблизу границі провідного півпростору рівняння (1) наближається до рівняння (6), а рівняння для потенціалу  $\varphi(r,z)$  – до рівняння відносно  $\varphi(x,y)$ .

**Висновки.** 1. Наближення плоскопаралельного поля при розрахунку плоскомеридіанних магнітних та електростатичних полів, що утворюються тілами обертання з високочастотним або імпульсним струмом при різкому поверхневому ефекті або електричними зарядами, припустимо поблизу плоскою поверхні провідників, якщо для усіх точок  $M$  контуру  $\Gamma$  меридіанного перетину тіла виконується умова  $r_M/z_M \geq 10$ ,  $M \geq 1$ . При цьому розбіжності між величинами, що порівнюються, на ділянках розподілів під тілом обертання не перевищують декількох відсотків.

2. На плоскій граничній поверхні провідника при  $r_M/z_M \geq 5$ ,  $M \geq 1$  розподіл осевої проекції  $E_z(r,0)$  напруженості плоскомеридіанного електростатичного поля, що утворюється зарядженим провідним тілом обертання, наближається до розподілу радіальної проекції  $B_r(r,0)$  плоскомеридіанного магнітного поля тіла обертання, таких же форми та розташування, з високочастотним або імпульсним струмом при різкому поверхневому ефекті.

1. Шнеерсон Г.А. Поля и переходные процессы в аппаратуре сверхсильных токов. Л.: Энергоиздат. 1981. 200 с.
2. Михайлов В.М., Мовмыга И.Н. Распределение тока на краях отверстия соленоида с соосным цилиндром при резком поверхностном эффекте. *Техническая электродинамика*. 1988. № 4. С. 16–19.
3. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т2. Л.: Энергоиздат. 1981. 416 с.
4. Бабат Г.И. Индукционный нагрев металлов и его промышленное применение. М.-Л.: Энергия. 1965. 552 с.
5. Тозони О.В. Расчет электромагнитных полей на вычислительных машинах. Киев: Техніка, 1967. 252 с.
6. Михайлов В.М. Функції Гріна плоскомеридіанних електричних та магнітних полів над плоскою граничною поверхнею. *Технічна электродинаміка*. 2018. №4. С. 5 – 9. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.005>
7. Васецкий Ю.М., Власов Д.И., Коновалов О.Я., Михайлов В.М. Некоторые решения задачи продолжения плоского поля в элементарных функциях. Збірник праць конференції SIMULATION 2012. К.: ІПМЕ ім. Г.Є. Пухова НАН України. 2012. С. 212–216.
8. Градштейн И.С. Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Наука, 1971. 1108 с.
9. Cockroft J.D. Skin effect in rectangular conductors at high frequencies. *Proceeding of Royal Society of London*. ser. A. vol. 122. 1929. Pp. 533–542.

УДК 621.3

### О ПРИБЛИЖЕНИИ ПЛОСКОПАРАЛЛЕЛЬНОГО ПОЛЯ В РАСЧЕТАХ ПЛОСКОМЕРИДИАННЫХ ПОЛЕЙ ВБЛИЗИ ПЛОСКОЙ ГРАНИЧНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

**В.М. Михайлов**, докт. техн. наук, **Н.П. Петренко**

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»,  
ул. Кирпичева, 2, Харьков, 61002, Украина,  
e-mail: [valery.m.mikhailov@gmail.com](mailto:valery.m.mikhailov@gmail.com)

*Рассмотрены плоскомеридианные и плоскопараллельные магнитные и электростатические поля над плоской границей проводящего полупространства. Магнитные поля создаются проводящим кольцом или прямолинейным проводником такого же сечения с высокочастотным или импульсным током при резком поверхностном эффекте, а электростатические поля – такими же, но заряженными проводниками. Кольцо и прямолинейный проводник представлены совокупностями элементарных кольцевых токов, или зарядов и осей с токами, или равномерно заряженных осей. Описаны формулировки и решения задач для векторного потенциала плоскомеридианного магнитного поля систем «элементарный ток – идеально сверхпроводящее полупространство». Рассчитаны токи и заряды, индуктированные в проводящем полупространстве. Сделано*

сравнение распределений индукции магнитных и напряженности электростатических полей на граничной поверхности. Предложен критерий приближения плоскопараллельного поля при расчете плоскомеридианных полей и определены его допустимые значения. Установлены значения этого критерия, при которых распределение осевой проекции напряженности электростатического поля на границе проводящего полупространства приближается к распределению радиальной проекции индукции магнитного поля на границе идеально сверхпроводящего полупространства. Библ. 9, рис. 4.

**Ключевые слова:** магнитное поле, резкий поверхностный эффект, электростатическое поле, плоскомеридианное поле, плоскопараллельное поле, приближение плоскопараллельного поля, критерий приближения.

## ABOUT PLANE FIELD APPROXIMATION IN CALCULATIONS OF THE AXISYMMETRIC FIELD NEAR A PLANE BOUNDARY SURFACE

V.M. Mikhailov, M.P. Petrenko

National technical university Kharkiv polytechnic institute,  
2, Курпухова Str., Kharkiv, 61002, Ukraine,  
e-mail: [valery.m.mikhailov@gmail.com](mailto:valery.m.mikhailov@gmail.com)

*Axisymmetric and plane magnetic and electrostatic fields over plane boundary of conductive half-space are considered. Conductive ring or straight conductor of the same section with high frequency or pulse current creates magnetic fields. There is sharp skin-effect in conductor. The same, but charged, conductors create electrostatic field. The ring and straight conductor are represented by assemblages of elementary current-carrying or charged rings and axes. Formulation of axisymmetric and plane magnetic field vector potential problems for elementary currents over perfectly superconductive half-space and its solutions are described. Currents and charges induced in conductive half-space are calculated. The comparison of magnetic field induction and electrostatic field strength distributions on boundary surface is made. The criterion of plane field approximation for calculation of axisymmetric magnetic and electrostatic fields is proposed and its allowable values are defined. It's established that for some values of this criterion the axisymmetric electrostatic field strength distribution of boundary of conductive half-space approach to the axisymmetric magnetic field induction distribution on boundary of perfectly superconductive half-space. References 9, figures 4.*

**Keywords:** magnetic field, sharp skin-effect, electrostatic field, axisymmetric field, plane field, plane field approximation, criterion of plane field approximation.

1. Shneerson G.A. Fields and transients in ultra high current equipment. Leningrad: Energoizdat. 1981. 200 p. (Rus)
2. Mikhaylov V.M., Movmyga I.N. Current distribution at the edges of the hole of a solenoid with a coaxial cylinder with a sharp surface effect. *Tekhnicheskaya elektrodinamika*. 1988. No4. Pp. 16–19. (Rus)
3. Neyman L.R., Demirchyan K.S. Theoretical foundations of electrical engineering. Leningrad: Energoizdat. 1981. Vol. 2. 416 p. (Rus)
4. Babat G.I. Induction heating of metals and its industrial application. Moskva, Leningrad.: Energiya. 1965. 552 p. (Rus)
5. Tozoni O.V. Calculation of electromagnetic fields on computers. Kiev: Tekhnika, 1967. 252 p.
6. Mikhaylov V.M. Green's functions of axisymmetric electric and magnetic fields above flat boundary surface. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No4. Pp. 5–9. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.005>
7. Vasetskiy Yu.M., Vlasov D.I., Konovalov O.Ya., Mikhaylov V.M. Some solutions to the problem of continuation of a plane field in elementary functions. *Zbirnyk prats konferentsii. SIMULATION* 2012. K.: Instytut problem modeliuвання v enerhetytsi im. H.Ye. Pukhova NAN Ukrainy. 2012. Pp. 212–216. (Rus)
8. Gradshteyn I.S. Ryzhik I.M. Tables of integrals, sums, series and products. Moskva: Nauka. 1971. 1108 p. (Rus)
9. Cockroft J.D. Skin effect in rectangular conductors at high frequencies. *Proceeding of Royal Society of London*. ser. A. 1929. vol. 122. Pp. 533–542. (Eng)

Надійшла: 28.02.2020

Received: 28.02.2020

## ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДУ БАГАТОПАРАМЕТРИЧНИХ ФУНКЦІЙ ДЛЯ АНАЛІЗУ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ У ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ ЗМІННОЇ СТРУКТУРИ

А.А. Щерба<sup>1\*</sup>, чл.-кор. НАН України, Н.І. Супруновська<sup>1\*\*</sup>, докт. техн. наук, М.А. Щерба<sup>2\*\*\*</sup>, докт. техн. наук, В.В. Михайленко<sup>2\*\*\*\*</sup>, канд. техн. наук

<sup>1</sup> Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: [iednat1@gmail.com](mailto:iednat1@gmail.com)

<sup>2</sup> Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського"  
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,

e-mail: [VladislavMihailenko@i.ua](mailto:VladislavMihailenko@i.ua)

*Для спрощення аналізу перехідних процесів у електричних колах змінної структури, що виникають за регулювання тривалості розряду ємнісних накопичувачів енергії в електророзрядних установках з напівпровідниковими (тиристорними) ключами, використано метод багатопараметричних функцій. Це дало змогу отримати аналітичні вирази для розрахунку струмів розряду накопичувального лінійного конденсатора в колах з трьома незалежними реактивними елементами (однією ємністю та двома індуктивностями). Розрахунок перехідних процесів у таких колах ускладнюється необхідністю розв'язку диференціальних рівнянь третього порядку, що описують ці процеси за зміни конфігурації кіл з метою регулювання тривалості розрядних струмів у навантаженні. У статті показано, що використання методів багатопараметричних функцій та Рунге-Кутта спрощує отримання точних аналітичних виразів для розрядних струмів у конденсаторі та навантаженні за змінення структури електричного кола, включаючи проміжки часу, в яких струми протікають одночасно в трьох незалежних реактивних елементах. Незважаючи на різні тривалості струмів у реактивних елементах, отримано точні вирази для струмів у всіх елементах розрядного кола. Бібл. 9, рис. 1.*

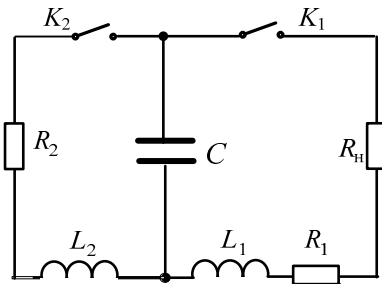
**Ключові слова:** перехідний процес, метод багатопараметричних функцій, розряд конденсатора, електроіскрове навантаження, тривалість розряду.

Електророзрядні установки (ЕРУ) з ємнісними накопичувачами енергії (ЄНЕ) дають змогу створювати короткі розрядні струми в шарі струмопровідних (металевих або композитних) гранул для реалізації іскроерозійних технологій виробництва мікро- та нанорозмірних порошкових матеріалів з унікальними експлуатаційними властивостями [1–3], які залежать від електричних і динамічних характеристик імпульсних струмів ЕРУ [4, 5], зокрема від величини та тривалості таких струмів у навантаженні (шарі гранул). Енергоефективність і продуктивність ЕРУ багато в чому залежать від стабільності електричного опору їх навантаження [6], який під час електроіскрового диспергування гранул може стохастично збільшуватись [7], змінюючи характер і збільшуючи тривалість режимів розряду ЄНЕ. Енергетично і технологічно найбільш ефективним режимом ЕРУ є коливальний розряд конденсатора з незначним (до 30 % за напругою) його перезарядом. Зростання опору навантаження призводить до зменшення добротності розрядного контуру конденсатора і збільшення тривалості його розряду навіть у десятки разів, якщо характер розряду із коливального стане аперіодичним. Для зменшення тривалості розряду конденсатора застосовують підключення до нього додаткового незарядженого конденсатора [8]. Проте в такому разі можуть суттєво зростати втрати електроенергії і відповідно зменшуватись енергоефективність ЕРУ.

У даній роботі, як показано на рисунку, після замикання ключа  $K_1$  (яким може бути тиристорний комутатор) виникає коливальний розряд конденсатора ємністю  $C$  по колу  $C-K_1-R_n-R_1-L_1-C$  (де  $R_1$  та  $L_1$  – активний опір та індуктивність розрядного контуру, а  $R_n$  – активний опір навантаження). Якщо через деякий час після початку розряду конденсатора опір навантаження  $R_n$  стохастично збільшиться настільки, що розряд стане аперіодичним і недопустимо тривалим, пропонується замиканням ключа  $K_2$  (яким може бути інший

тиристорний ключ) підключати паралельно конденсатору додаткову шунтувальну  $RL$ -гілку:  $R_2L_2$  (де  $R_2$  та  $L_2$  – активний опір та індуктивність додаткового розрядного контуру). Виникає електрична схема, в якій певний час протікає струм через три незалежні реактивні елементи. Аналіз перехідних процесів у такій схемі класичним методом складання і розв'язку диференціальних рівнянь з постійними параметрами ускладнюється появою громіздких аналітичних виразів, тому бажано застосування інших методів.

**Метою роботи** було обґрунтування доцільності застосування методу багатопараметричних функцій для спрощення аналізу перехідних процесів у розрядному колі напівпровідникової електророзрядної установки з навантаженням, що може стохастично збільшувати свій активний опір під час розряду конденсатора, внаслідок чого виникає необхідність змінення конфігурації цього кола під час розряду, а також визначення факторів, що впливають на перебіг таких перехідних процесів.



Під час аналізу перехідних процесів використовувався метод багатопараметричних функцій та алгоритмічні рівняння усталених і перехідних процесів у розгалужених електричних колах з напівпровідниковими комутаторами і реактивними елементами, представлені в роботі [9]. Метод реалізовано в математичному пакеті Mathcad без урахування втрат енергії у ключових елементах. Під час розряду конденсатора розрядний ключ  $K_1$  вмикався в момент  $t_1$ , а ключ шунтувальної гілки  $K_2$  – у момент  $t_2$ . Розряд через навантаження  $R_n$  закінчувався в момент часу  $t_3$ , коли тиристорний ключ  $K_1$  закривався за

спадання до нуля струму в  $R_n$ , а розряд конденсатора через  $RL$ -гілку – у момент  $t_4$ , коли спадав до нуля струм через ключ  $K_2$ .

Струм  $i_{нI}(t)$  через навантаження на першому часовому інтервалі  $t_1 \dots t_2$  (ключ  $K_1$  відкритий, а  $K_2$  – закритий)  $i_{нI}$  визначався з відомого диференціального рівняння другого порядку

$$d^2 i_{нI}(t) / dt^2 = -(R_1 + R_n) di_{нI}(t) / L_1 dt + i_{нI}(t) / L_1 C, \quad (1)$$

рішення якого числовим методом Рунге-Кутта на цьому інтервалі у вигляді матриці  $I_{нI}$  миттєвих значень струму та їхніх похідних, розрахованих у моменти часу цього інтервалу з вибраним кроком  $p_1$ , було записано, як

$$I_{нI} = rkfixed(i_{нI}, t_1, t_2, p_1, D_{нI}), \quad (2)$$

де  $D_{нI}$  – вектор-стовпець проміжних рішень відносно струму через навантаження на першому часовому інтервалі  $i_{нI}(t)$ , а струм  $i_{нI}(t)$  є залежністю стовпця миттєвих значень  $I_{нI}$  від часу  $t$  (зв'язаного з кроком  $p_1$ ).

Струм  $i_{нII}$  через навантаження на другому часовому інтервалі  $t_2 \dots t_3$  (коли тиристорні ключі  $K_1$  і  $K_2$  відкриті) визначався з системи диференціальних рівнянь:

$$i_{CII}(t) = i_{нII}(t) + i_{RLII}(t), \quad (3) \quad i_{CII}(t) = -C du_{CII}(t) / dt, \quad (4)$$

$$u_{CII}(t) = L_1 di_{нII}(t) / dt + (R_1 + R_n) i_{нII}(t), \quad (5) \quad u_{CII}(t) = L_2 di_{RLII}(t) / dt + R_2 i_{RLII}(t), \quad (6)$$

де  $i_{CII}(t)$ ,  $i_{нII}(t)$ ,  $i_{RLII}(t)$  – відповідно струми через конденсатор, навантаження та  $RL$ -гілку на другому часовому інтервалі, а  $u_{CII}(t)$  – напруга на конденсаторі на цьому інтервалі.

Після перетворення рівнянь (3) – (6) було отримано диференціальне рівняння третього порядку:

$$d^3 i_{нII}(t) / dt^3 = -[B d^2 i_{нII}(t) / dt^2 + F di_{нII}(t) / dt + G i_{нII}(t)] / A, \quad (7)$$

де  $A = L_1 L_2 C$ ,  $B = L_2 C (R_1 + R_n) + L_1 C R_2$ ,  $F = L_1 + L_2 + C (R_1 + R_n) R_2$ ,  $G = R_1 + R_n + R_2$ .

Його рішення відносно струму визначалось методом Рунге-Кутта на інтервалі часу  $t_2 \dots t_3$  у вигляді матриці  $I_{нII}$ , що містить чотири стовпці, які відображають час, миттєві значення струму навантаження і його похідні, та  $p_{II}$  рядків, що подають задане число точок на інтервалі  $t_2 \dots t_3$ :

$$I_{нII} = rkfixed(i_{нII}, t_2, t_3, p_{II}, D_{нII}), \quad (8)$$

де  $D_{\text{нп}}$  – вектор-стовпець проміжних рішень відносно струму  $i_{\text{нп}}(t)$  на інтервалі часу  $t_2 \dots t_3$ . Струм  $i_{\text{нп}}(t)$  є залежністю стовпця миттєвих значень  $\mathbf{I}_{\text{нп}}$  від часу  $t$  (зв'язаного з кроком  $p_{\text{п}}$ ).

Після перетворення рівнянь (3)–(6) також отримувалось рівняння третього порядку для струму  $i_{RL\text{II}}(t)$  через  $RL$ -гілку на інтервалі  $t_2 \dots t_3$ :

$$d^3 i_{RL\text{II}}(t)/dt^3 = - \left[ B d^2 i_{RL\text{II}}(t)/dt^2 + F di_{RL\text{II}}(t)/dt + G i_{RL\text{II}}(t) \right] / A. \quad (9)$$

Рішення цього рівняння відносно струму  $i_{RL\text{II}}(t)$  визначено аналогічно рішенню (7) у вигляді матриці  $\mathbf{I}_{RL\text{II}}$ , яка має чотири стовпці, що відображають час, миттєві значення струму через цю гілку і його похідні, та  $p_{\text{п}}$  рядків, що подають задане число точок на фіксованому інтервалі  $t_2 \dots t_3$ :

$$\mathbf{I}_{RL\text{II}} = \text{rkfixed}(i_{RL\text{II}}, t_2, t_3, p_{\text{п}}, D_{RL\text{II}}). \quad (10)$$

Струм через навантаження на третьому часовому інтервалі  $t_3 \dots t_4$  (тиристор  $K_2$  відкритий, а  $K_1$  – закритий) дорівнює нулю, а струм через  $RL$ -гілку  $i_{RL\text{III}}$  визначався з диференційного рівняння другого порядку:

$$d^2 i_{RL\text{III}}(t)/dt^2 = - R_2 di_{RL\text{III}}(t)/L_2 dt + i_{RL\text{III}}(t)/L_2 C. \quad (11)$$

Рішення (11) було знайдено числовим методом Рунге-Кутта на фіксованому часовому інтервалі  $t_3 \dots t_4$  у вигляді матриці  $\mathbf{I}_{RL\text{III}}$  миттєвих значень струму  $i_{RL\text{III}}(t)$  та їхніх похідних, розрахованих у моменти часу цього інтервалу з вибраним кроком  $p_{\text{п}}$ , як

$$\mathbf{I}_{RL\text{III}} = \text{rkfixed}(i_{RL\text{III}}, t_3, t_4, p_{\text{п}}, D_{RL\text{III}}), \quad (12)$$

де  $D_{RL\text{III}}$  – вектор-стовпець проміжних рішень відносно струму через  $RL$ -гілку на третьому часовому інтервалі  $i_{RL\text{III}}(t)$ . Струм  $i_{RL\text{III}}(t)$  є залежністю стовпця миттєвих значень  $\mathbf{I}_{RL\text{III}}$  від часу  $t$ .

Сумарний струм через навантаження (за перший та другий часові інтервали)  $i_{\text{н}} = i_{\text{нI}}(t) + i_{\text{нп}}(t)$  знаходився як сума струмів, знайдених у (2) і (8):

$$\mathbf{I}_{\text{н}} = \mathbf{I}_{\text{нI}} + \mathbf{I}_{\text{нп}}. \quad (13)$$

Сумарний струм у  $RL$ -гілці (за другий та третій часові інтервали)  $i_{RL} = i_{RL\text{II}}(t) + i_{RL\text{III}}(t)$  розраховувався як сума струмів, знайдених у (10) і (12):

$$\mathbf{I}_{RL} = \mathbf{I}_{RL\text{II}} + \mathbf{I}_{RL\text{III}}. \quad (14)$$

Струм у конденсаторі визначався як сума струмів у навантаженні і  $RL$ -гілці:

$$\mathbf{I}_C = \mathbf{I}_{\text{н}} + \mathbf{I}_{RL} \quad (15)$$

Таким чином було визначено електричні характеристики перехідного процесу розряду конденсатора ЕРУ за зміни конфігурації її розрядного кола під час розряду. За виразами (13)–(15) у пакеті Mathcad можна отримати також графічні залежності в часі всіх розглянутих струмів.

Попередньо проведені дослідження особливостей перебігу такого розрядного перехідного процесу показали, що факторами, які впливають на нього, є момент підключення та величина обраної індуктивності  $L_2$  шунтувальної  $RL$ -гілки (гілка  $R_2 L_2$ ). Вплив цих факторів на перебіг розрядного перехідного процесу та визначення доцільних моментів підключення та значень індуктивності  $RL$ -гілки при параметрах розрядного кола, відповідних параметрам реальних установок з електроіскровим навантаженням, потребує окремих досліджень.

**Висновки.** 1. Обґрунтовано доцільність використання методу багатопараметричних функцій для аналізу перехідних процесів у розрядному колі напівпровідникової електророзрядної установки з електроіскровим навантаженням, особливо при необхідності використання точних аналітичних виразів для розрахунку перехідних процесів у розгалужених колах, у яких струми протікають одночасно в трьох незалежних реактивних елементах. 2. Відзначено, що важливими факторами, які впливають на характер перехідних процесів, що виникають, є момент зміни конфігурації розрядного кола (проміжок часу між включенням розрядного комутатора і комутатора додаткової  $RL$ -гілки) та величина індуктивності цієї  $RL$ -гілки, що підключається паралельно конденсатору з метою змінення довготривалого аперіодичного розряду на швидко загасаючий коливальний розряд.

Робота виконана за рахунок коштів наукової роботи "Створення науково-технічних основ інтелектуалізації технологічних процесів та засобів вимірювання, керування, моніторингу і діагностування в електроенергетичних та електротехнічних системах (шифр: ІНТЕХЕН) " в рамках цільової програми наукових досліджень Відділення фізико-технічних проблем енергетики НАН України «Фундаментальні дослідження процесів перетворення та використання енергії» згідно бюджетної програми "Підтримка розвитку пріоритетних напрямів наукових досліджень". Код програмної класифікації видатків 6541230.

1. Nguyen P.K., Lee K.H., Kim S.I., Ahn K.A., Chen L.H., Lee S.M., Chen R.K., Jin S., Berkowitz A.E. Spark Erosion: a High Production Rate Method for Producing Bi<sub>0.5</sub>Sb<sub>1.5</sub>Te<sub>3</sub> Nanoparticles With Enhanced Thermoelectric Performance. *Nanotechnology*. 2012. Vol.23. Pp.415604-1–415604-7. DOI: <https://doi.org/10.1088/0957-4484/23/41/415604>
2. 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: <https://doi.org/10.1063/1.4868330>
3. Liu Y., Li X., Li Y., Zhao Zh., Bai F. The lattice distortion of nickel particles generated by spark discharge in hydrocarbon dielectric mediums. *Applied Physics A*. 2016. Vol.122. Pp.174-1–174-9. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00339-016-9698-2>
4. Carrey J., Radousky H.B., Berkowitz A.E. Spark-eroded particles: Influence of processing parameters // *Journal of Applied Physics*, Vol. 95. No 3. 1 February 2004. Pp. 823–829. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.1635973>
5. Casanueva R., Azcondo F.J, Branas C., Bracho S. Analysis, design and experimental results of a high-frequency power supply for spark erosion. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2005. Vol. 20. Pp. 361–369. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.842992>
6. Kornev Ia., Saprykin F., Lobanova G., Ushakov V., Preis S. Spark erosion in a metal spheres bed: Experimental study of the discharge stability and energy efficiency. *Journal of Electrostatics*. 2018. Vol. 96. Pp. 111–118. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.elstat.2018.10.008>
7. Ivashchenko D.S., Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Analyzing Probabilistic Properties of Electrical Characteristics in the Circuits Containing Stochastic Load. *Proc. 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>.
8. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric Energy Loss at Energy Exchange Between Capacitors as Function of Their Initial Voltages and Capacitances Ratio. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 3. Pp. 9–11. DOI: <https://doi.org/10.15404/techned2016.03.009>
9. Mykhailenko V.V.; Buryan S.O.; Maslova T.B.; Mikhnenko G.E.; J.M Chunyk ; Tcharniak O.S. Study of Electromagnetic Processes in the Twelve-Pulse Converter with Eight-Zone Regulation of Output Voltage and Electromechanical Load. *Proc. 6th IEEE International Conference on. on Energy Smart Systems ESS-2019*. Kyiv, Ukraine, April 17–19, 2019. Pp. 43–46. DOI: [10.1109/ESS.2019.8764227](https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764227)

УДК 621.3.011

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ АНАЛИЗА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЦЕПИ С ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ КОНФИГУРАЦИЕЙ

**А.А. Щерба**<sup>1</sup>, чл.-кор. НАН України, **Н.И. Супруновская**<sup>1</sup>, докт. техн. наук, **М.А. Щерба**<sup>2</sup>, докт. техн. наук, **В.В. Михайленко**<sup>2</sup>, канд. техн. наук

<sup>1</sup> Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: [jednat1@gmail.com](mailto:jednat1@gmail.com)

<sup>2</sup> Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут ім. І. Сикорського"  
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,

e-mail: [VladislavMihailenko@i.ua](mailto:VladislavMihailenko@i.ua)

Для упрощення аналізу переходних процесів в електричних цепях з змінюючою структурою, що виникають при регулюванні тривалості розряду ємкостних накопичувачів енергії в електророзрядних установках з напівпровідниковими (тиристорними) ключами, використано метод багатопараметричних функцій. Це дозволило отримати аналітичні вирази для розрахунку струмів розряду накопичувального лінійного конденсатора в цепях з трьома незалежними реактивними елементами (однією ємністю і двома індуктивностями). Розрахунок переходних процесів в таких цепях ускладнюється необхідністю розв'язання диференціальних рівнянь третього порядку, які описують ці процеси при зміні конфігурації цепей з метою регулювання тривалості розрядних струмів в навантаженні. В статті показано, що використання методів багатопараметричних функцій і Рунге-Кутта спрощує отримання точних аналітичних виразів для розрядних струмів в конденсаторі і навантаженні при зміні структури електричної цепі, включаючи проміжки часу, в яких струми протікають одночасно в трьох

независимых реактивных элементах. Несмотря на разные длительности токов в реактивных элементах, получены точные выражения для токов во всех элементах разрядной цепи. Библ. 9, рис. 1.

**Ключевые слова:** переходный процесс, метод многопараметрических функций, разряд конденсатора, электроискровая нагрузка, длительность разряда.

## APPLICATION OF THE METHOD OF MULTI-PARAMETER FUNCTIONS FOR TRANSIENT ANALYSIS IN CIRCUIT WITH VARIABLE CONFIGURATION

A.A. Shcherba<sup>1</sup>, N.I. Suprunovska<sup>1</sup>, M.A. Shcherba<sup>2</sup>, V.V. Mykhailenko<sup>2</sup>

<sup>1</sup> – Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: [iednat1@gmail.com](mailto:iednat1@gmail.com)

<sup>2</sup> – NTUU Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute,  
pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: [VladislavMihailenko@i.ua](mailto:VladislavMihailenko@i.ua)

*The method of multi-parameter functions was applied in order to simplify the transient analysis in electrical circuits with variable structure arising in the regulation of the discharge duration of capacitive energy storage devices in electric-discharge installations with semiconductor (thyristor) switches. This made it possible to obtain analytical expressions for calculating the discharge currents of a linear reservoir capacitor in circuits with three independent reactive elements (one capacitance and two inductances). The calculation of transients in such circuits is complicated by the need to solve differential equations of the third order, which describe these processes when changing the configuration of the circuits in order to control the duration of the discharge currents in the load. The article shows that the use of the method of multiparameter functions and Runge-Kutta one simplifies obtaining exact analytical expressions for discharge currents in the capacitor and the load when the structure of the electric circuit changes, including time intervals in which currents flow simultaneously in three independent reactive elements. Despite the different durations of the currents in the reactive elements, exact expressions for the currents in all elements of the discharge circuit are obtained. References 9, figure 1.*

**Keywords:** transient, method of multi-parameter functions, capacitor discharge, electro-spark load, discharge duration.

Надійшла: 28.02.2020

Received: 28.02.2020

## ТРИВИМІРНА МОДЕЛЬ РОЗРАХУНКУ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ПІДЗЕМНОЇ КАБЕЛЬНОЇ ЛІНІЇ

О.Д. Подольцев\*, докт. техн. наук, І.М. Кучерява, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

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

*Представлено модель для розрахунку та аналізу тривимірного магнітного поля підземних кабельних ліній з магнітними екранами скінченної довжини, що використовуються для зниження рівня поля на поверхні землі. Екраном може бути, наприклад, об'єм ґрунту, як композиційне середовище з магнітними властивостями, розташоване навколо кабельної лінії. Виконано тестування математичної моделі шляхом порівняння даних комп'ютерних розрахунків з результатами, отриманими за допомогою аналітичного виразу. Наведено чисельні результати, що свідчать про зниження магнітного поля на поверхні землі над кабельною лінією майже в 4 рази при магнітній проникності екрана у вигляді засипного ґрунту  $\mu_r \geq 100$ . Бібл. 8, рис. 2.*

**Ключові слова:** підземна кабельна лінія, магнітний екран, засипний ґрунт, композиційне середовище, магнітне поле, тривимірне комп'ютерне моделювання.

**Вступ.** Силові кабелі на високу та надвисоку напруги являють собою значні джерела магнітного поля і здебільшого у безпосередній близькості від свого розташування призводять до перевищення норм електромагнітної впливу [1]. Забезпечення надійної і безпечної роботи кабельних ліній актуально в зв'язку з підтвердженими випадками дії магнітного поля на людей та інші біологічні об'єкти [2].

Для дотримання умов безпеки та захисту населення від впливу магнітного поля електроустановок розроблено стандарти щодо припустимого рівня створюваного ними поля. В Україні гранично-допустимий рівень магнітного поля промислової частоти становить 0,5 мкТ [3].

Зниження рівня магнітного поля кабельних ліній може досягатися різними способами [4], у тому числі за рахунок взаємного розташування кабелів у лінії, вибору послідовності фаз кабелів, застосування магнітних і немагнітних екранів. За необхідності екранування кабельних ліній може здійснюватися на певних ділянках їх прокладання, де кабелі мають перетинання або знаходяться близько до комунікацій, енергетично важливих об'єктів або густонаселених районів.

Для визначення шляхів досягнення припустимого рівня магнітного поля кабельних ліній широко використовується комп'ютерне моделювання [1, 4, 5].

*Метою роботи є створення математичних основ та розрахункової комп'ютерної моделі для аналізу тривимірного магнітного поля підземної кабельної лінії з магнітним екраном обмеженої довжини, що виготовлений з композиційного матеріалу з магнітними властивостями і являє собою ґрунт навколо або поблизу кабельної лінії.*

Новизна роботи та розробленої моделі обумовлена насамперед обмеженістю довжини магнітного екрана кабельної лінії, а також нетрадиційністю екрана – навколишнього ґрунту як композиційного матеріалу, що може мати різні магнітні властивості.

**Математична модель для розрахунку магнітного поля.** Розробка моделі здійснена за умови, що розглядається підземна трифазна кабельна лінія, прокладена паралельно поверхні землі. Лінія складається з трьох однофазних кабелів, розташованих трикутником. У жилах кабелів протікає трифазна система струмів, рівномірно розподілених у поперечному перерізі.

Польова задача формулюється в тривимірній постановці відносно скалярного магнітного потенціалу  $V_m$  як функції трьох просторових координат  $x, y, z$  і часу  $t$  на основі рівняння:

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

де  $\mu_0$  – магнітна постійна;  $\mu_r$  – відносна магнітна проникність відповідного середовища;  $\mathbf{H}_{ext}(x, y, t)$  – напруженість магнітного поля, що створюється нескінченно довгою кабельною лінією за відсутності магнітних екранів. Поле  $\mathbf{H}_{ext}$  має лише дві складові (лінія нескінченна вздовж координати  $z$ ) і визначається згідно з [6] за допомогою наступних виразів:

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

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

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

Зазначимо, що для запису рівняння (1) використовувалось представлення в усій розрахунковій області напруженості магнітного поля як суми потенційної та вихрової складових:  $\mathbf{H} = -\nabla V_m + \mathbf{H}_{ext}$ , де потенційна складова, що характеризується скалярним магнітним потенціалом  $V_m$  і створювана магнітними зарядами в магнітному екрані, визначена в усій розрахунковій області, що є однозв'язною. Як сказано вище, вихрова складова  $\mathbf{H}_{ext}$  – це поле струмів у кабелях без магнітного екрана.

Для задачі (1) з урахуванням виразів (2), (3) на всіх зовнішніх границях розрахункової області передбачається виконання умови магнітної ізоляції:

$$\mathbf{n} \cdot \mathbf{B} = 0, \quad (4)$$

де  $\mathbf{n}$  – вектор зовнішньої нормалі до відповідної граничної поверхні, а вектори магнітної індукції  $\mathbf{B}$  і напруженості поля  $\mathbf{H}$  зв'язані формулою  $\mathbf{B} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H}$  (для немагнітних елементів розрахункової області задається  $\mu_r = 1$ ).

**Особливості реалізації математичної моделі.** Польова задача (1)–(4) розв'язувалась чисельним методом скінченних елементів у програмі Comsol [7].

Комп'ютерні розрахунки за описаною моделлю виконувалися для моменту часу  $t = 0$ . Розрахунковим шляхом було встановлено, що розподіл поля в безпосередній близькості від провідників залежить від часу. Проте, оскільки досліджується лише поле вдалині від провідників (а саме на поверхні ґрунту), значення поля практично не залежить від вибору розрахункового моменту часу  $t$ .

Можливий також альтернативний варіант розрахунку поля для комплексних значень магнітного потенціалу  $\dot{V}_m$  і представлення виразів (2), (3) комплексними величинами. Однак це ускладнює розрахунки, особливо з дрібною тривимірною елементною сіткою в області магнітного екрана.

**Тестування програми.** Для перевірки правильності комп'ютерної моделі була обрана тонка сферична оболонка з магнітного матеріалу, що має відносну магнітну проникність  $\mu_r = const$  і знаходиться в зовнішньому однорідному магнітному полі  $B_0$ . У такому випадку магнітне поле у внутрішній області оболонки  $B_S$  є однорідним і визначається за виразом [8]:

$$B_S = \frac{9\mu_r}{(2\mu_r + 1)(\mu_r + 2) - 2(\mu_r - 1)^2 a^3 / b^3} B_0, \quad (5)$$

де  $a$  і  $b$  – радіуси внутрішньої і зовнішньої сфери оболонки відповідно.

Для обраних значень  $\mu_r = 100$ ,  $a = 4$  см,  $b = 5$  см у центрі оболонки відношення  $B_S / B_0$  дорівнювало 0,0848 за розрахунком у програмі Comsol та 0,086 – за виразом (5). Така збіжність результатів підтверджує достовірність розробленої моделі.

**Результати комп'ютерного моделювання.** Виконувався розрахунок магнітного поля трифазної кабельної лінії напругою 330 кВ, прокладеної в ґрунті на глибині 1,5 м паралельно поверхні землі (рис. 1).

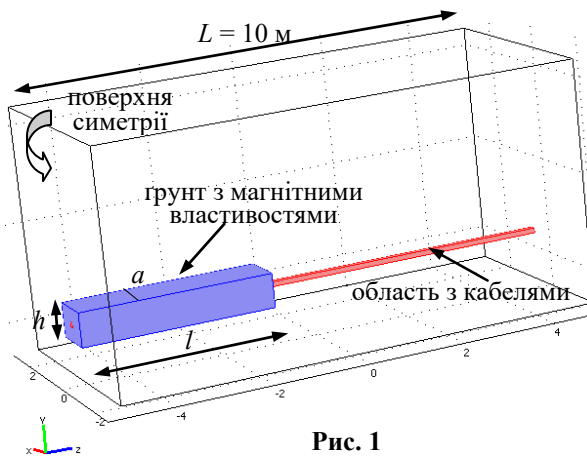


Рис. 1

$\mu_r = 1 - 1000$ . Результати моделювання наведено на рис. 2 за умови напівдовжини засипного ґрунту з магнітними властивостями  $l = 2$  м, шириною  $a = 1$  м, висотою  $h = 0,7$  м. Лінія на графіку, що позначена написом  $\mu_r = 1$ , відповідає власному магнітному полю кабельної лінії без будь-яких засобів екранування.

Дані рис. 2 свідчать, що ефективність застосування екрана у вигляді засипного ґрунту дорівнює приблизно 4 і слабко зростає зі збільшенням значення  $\mu_r > 100$ . Довжина крайової зони, де магнітне поле збільшується від мінімального до максимального значення, складає приблизно 2 м ( $-2 < z < 0$ ).

**Закінчення.** У роботі розроблено комп'ютерну модель для визначення та аналізу магнітного поля підземних кабельних ліній з екранами, що являють собою композитне магнітне середовище (ґрунт) обмеженої довжини навколо кабелів. Достовірність моделі підтверджується шляхом порівняння її результатів з даними аналітичних розрахунків.

Чисельна модель реалізована методом скінченних елементів для активної зони кабельної лінії надвисокої напруги 330 кВ із засипним ґрунтом, що має різні магнітні властивості. Показана можливість зниження майже в 4 рази рівня магнітного поля на поверхні землі над кабелями, якщо значення магнітної проникності засипного ґрунту складає не менше 100.

Розроблені комп'ютерні засоби можуть бути застосовані для дослідження магнітного поля підземних кабельних ліній з екранами обмежених розмірів.

*Робота фінансувалась частково за держбюджетною темою "Розвинути теорію імпульсних і височастотних перехідних електромагнітних процесів у енергетичних і технологічних резонансних установках та високовольтних кабельних лініях електропередачі" (Шифр "ЕЛКАБ") (Номер реєстрації 0117U007713, 2017 р.), частково за темою "Розроблення засобів створення інтелектуальних екологічно безпечних силових кабелів для традиційної та відновлюваної електроенергетики" (програма "Нова енергетика", 2019–2021 рр.). КПКВК 6541030.*

1. Дубицкий С.Д., Грешняков Г.В., Коровкин Н.В. Управление магнитным полем подземной кабельной линии электропередач. *Научно-технические ведомости СПбПУ.* (Естественные и инженерные науки). 2017. Т.23. № 3. С. 88–100.

Фізична модель лінії характеризується симетрією відносно вертикальної поверхні (рис. 1), що дає змогу проводити розрахунок поля лише в половині області, коли напівдовжина екрана – ґрунту з магнітними властивостями – становить  $l$ . З урахуванням симетрії ґрунт, що виконує функцію екрана і знаходиться навколо кабельної лінії на обмеженій ділянці, має довжину  $2l$  (рис. 1). ґрунт – це композиційне магнітне середовище з магнітною проникністю  $\mu_r = var$ .

Розраховується магнітне поле кабельної лінії безпосередньо на поверхні землі над кабельною лінією з засипним ґрунтом, що має

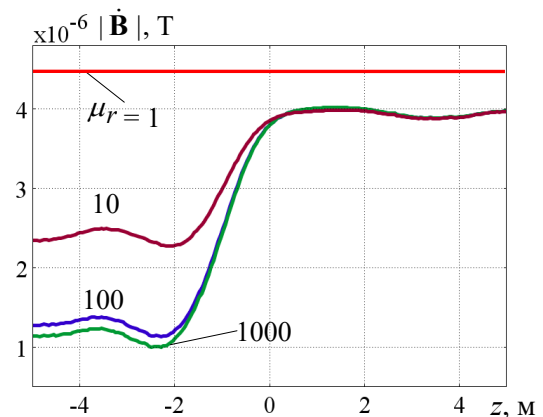


Рис. 2

2. Салтыков В.М. Проблемы электромагнитной безопасности по магнитным полям промышленной частоты от токов кабелей с изоляцией СПЭ. Сайт: RusCable.Ru. 13.02.2018. URL: [https://www.ruscable.ru/article/Problemy\\_elektromagnitnoj\\_bezopasnosti\\_SPE/](https://www.ruscable.ru/article/Problemy_elektromagnitnoj_bezopasnosti_SPE/)
3. Правила улаштування електроустановок. Мінпаливенерго України, 2010. 776 с.
4. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Магнитное поле подземной кабельной линии 330 кВ и способы его уменьшения. *Техн. електродинаміка*. 2019. № 5. С. 3–9. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.003>
5. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Мультифизическое моделирование в электротехнике. К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2015. 305 с.
6. Розов В.Ю., Реуцкий С.Ю., Пелевин Д.Е., Яковенко В.М. Исследование магнитного поля высоковольтных линий электропередачи переменного тока. *Техн. електродинаміка*. 2012. № 1. С. 3–9.
7. Comsol multiphysics modeling and simulation software. URL: <http://www.comsol.com/> (дата звернення: 22.06.2020)
8. Джексон Дж. Классическая электродинамика. М.: Мир, 1965. 702 с.

УДК 621.315.2:004.94

### ТРЕХМЕРНАЯ МОДЕЛЬ РАСЧЕТА МАГНИТНОГО ПОЛЯ ПОДЗЕМНОЙ КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИИ

А.Д. Подольцев, докт. техн. наук, И.Н. Кучерявая, докт. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина, e-mail: [podol@ied.org.ua](mailto:podol@ied.org.ua)

*Представлена модель для расчета и анализа трехмерного магнитного поля подземных кабельных линий с магнитными экранами определенной длины, используемыми для снижения уровня поля на поверхности земли. В качестве экрана может быть, например, объем грунта как композиционная среда, обладающая магнитными свойствами и расположенная вокруг кабельной линии. Выполнено тестирование математической модели путем сравнения данных компьютерных расчетов с результатами, полученными с помощью аналитического выражения. Приведены численные результаты, свидетельствующие о снижении магнитного поля на поверхности земли над кабельной линией почти в 4 раза при магнитной проницаемости экрана в виде засыпного грунта  $\mu_r \geq 100$ . Библ. 8, рис. 2.*

**Ключевые слова:** подземная кабельная линия, магнитный экран, засыпной грунт, композиционная среда, магнитное поле, трехмерное компьютерное моделирование.

### THREE-DIMENSIONAL MODEL FOR COMPUTATION OF MAGNETIC FIELD OF UNDERGROUND CABLE LINE

O.D. Podoltsev, I.M. Kucheriava

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

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: [podol@ied.org.ua](mailto:podol@ied.org.ua)

*The developed computational model is intended to determine and analyze the three-dimensional magnetic field of underground cable lines with the magnetic shields of a limited length used to reduce the field on the ground. For example, the part of soil which is magnetic composite medium around the cable line can be considered as the magnetic shield. The mathematical model was tested by comparison of computational results with the data obtained by analytical expression. The numerical results show that the magnetic field on the ground over the cable line is reduced almost 4 times when the magnetic permeability of the shield as magnetic composite filling soil is  $\mu_r \geq 100$ . References 8, figures 2.*

**Keywords:** underground cable line, magnetic shield, filling soil, magnetic composite material, magnetic field, three-dimensional computer modeling.

1. Dubitskii S.D., Greshniakov G.V., Korovkin N.V. Control of magnetic field of underground cable line. *Nauchno-tekhnicheskie vedomosti SPbPU*. (Natural and engineering science). 2017. Vol. 23. No. 3. Pp. 88–100. (Rus)
2. Saltikov V.M. Problems of electromagnetic safety regarding industrial frequency magnetic fields from currents of XLPE insulated cables. Site: RusCable.Ru 13.02.2018. URL: [https://www.ruscable.ru/article/Problemy\\_elektromagnitnoj\\_bezopasnosti\\_SPE/](https://www.ruscable.ru/article/Problemy_elektromagnitnoj_bezopasnosti_SPE/) (Rus)
3. Electric installation code. Minpalivo Ukrainy, 2010. 776 p. (Ukr)
4. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. The magnetic field of underground 330 kV cable line and ways for its reduction. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No. 5. Pp. 3–9. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.003>
5. Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. Multiphysics modeling in electrical engineering. Kyiv: Institute of Electrodynamics, Ukrainian Academy of Sciences, 2015. 305 p. (Rus)
6. Rozov V.Yu., Reutskiy S.Yu., Pelevin D.E., Yakovenko V.N. Investigation of magnetic field of high-voltage AC transmission lines. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No. 1. Pp. 3–9. (Rus)
7. Comsol multiphysics modeling and simulation software. URL: <http://www.comsol.com/> (accessed: 22.06.2020)
8. Jackson J.D. Classical electrodynamics. John Wiley & Sons. 1962. 702 p.

Надійшла: 25.06.2020

Received: 25.06.2020

## СМАРТ-ТЕХНОЛОГІЇ В ЕЛЕКТРОТЕХНІЦІ

УДК 621.317

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.020>

### БАЗОВИЙ ВИМІРЮВАЛЬНИЙ МОДУЛЬ ДЛЯ РЕАЛІЗАЦІЇ ВИСОКОТОЧНИХ ЗАСОБІВ ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ІМПЕДАНСУ В ШИРОКОМУ ДІАПАЗОНІ ЧАСТОТ

**В.Г. Мельник\***, докт. техн. наук, **П.І. Борщов\*\***, канд. техн. наук, **В.К. Беляєв\*\*\***,  
**О.Д. Василенко\*\*\*\***, канд. техн. наук, **О.Л. Ламеко\*\*\*\*\***, **О.В. Сліцький**

Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги 56, Київ, 03057, Україна  
e-mail: [melnik@ied.org.ua](mailto:melnik@ied.org.ua)

*У роботі розглядаються принципово нові технічні рішення з формування тестових і опорних сигналів, а також з обробки вимірювальних сигналів у імпедансометричному каналі, які дають змогу збільшити ефективність отримання корисної інформації про стан об'єкта вимірювання в широкому діапазоні частот. Представлено новий метод паралельно-послідовного аналого-цифрового перетворення вимірювального сигналу з його модуляцією і безперервним синхронізованим інтегруванням, який дає змогу збільшити кількість одержуваної за малий час інформації, у тому числі з рухомих об'єктів, підвищити придушення шумів і завад від силової мережі. Для підвищення точності вимірювань в широкому діапазоні частот розроблено нові структури вимірювачів параметрів імпедансу, зокрема мостових схем зі зрівноваженням за фазовим кутом і модулем вимірювального сигналу. Запропонований комплекс технічних рішень дав змогу розробити та реалізувати експериментальні зразки базового модуля вимірювального каналу для визначення параметрів імпедансу з гнучкими функціями, який за технічними та економічними характеристиками є конкурентоспроможним відносно кращих зразків аналогічної апаратури провідних світових виробників. Наведено результати експериментальних досліджень основних характеристик створених приладів. Бібл. 6.*

**Ключові слова:** імпеданс, вимірювання, фазовий кут, спектральна імпедансометрія.

Визначення параметрів комплексних опорів (імпедансу і адмітансу) становить велику область вимірювань фізичних величин як електричного, так і неелектричного (за допомогою сенсорів) характеру. Такі вимірювання є найважливішою ланкою технічного контролю, широко використовуються в біомедичній сфері та для наукових досліджень, зокрема методом спектральної імпедансометрії [1 – 3]. Існуюча апаратура широкого застосування, що може використовуватись з цією метою, у більшості випадків має обмежені можливості з точності, чутливості та розрізнявальної здатності. Її робочі частоти обмежено звуковим діапазоном. Це відповідно звужує інформативність одержуваних даних. Прилади з більш досконалими метрологічними характеристиками є функціонально універсальними, складними і дорогими (\$10000 і вище). Вони можуть застосовуватись тільки для лабораторних вимірювань в обмеженому обсязі.

Метою представленої роботи є створення уніфікованих базових апаратно-програмних вимірювальних засобів з гнучкими функціями, серійно-придатних і недорогих, які забезпечують реалізацію на їх основі приладів і систем різного призначення з метрологічними характеристиками, що відповідають вищому світовому рівню в галузі імпедансних вимірювань. Такі засоби дають змогу швидко розробляти та впроваджувати нові прилади і інформаційно-вимірювальні системи для вирішення багатьох актуальних завдань: контролю якості матеріалів і харчових продуктів, стану технічного обладнання і навколишнього середовища, розвитку біомедичних технологій. У роботі розглядаються принципово нові технічні рішення з формування тестових і опорних сигналів, а також з

обробки вимірювальних сигналів в імпедансометричному каналі, які дають змогу збільшити ефективність отримання корисної інформації про стан об'єкта вимірювання в широкому діапазоні частот.

Основною проблемою для розширення частотного діапазону таких пристроїв є зростання амплітудних і фазових похибок при формуванні двох зразкових сигналів: тестового, який подається на об'єкт вимірювання і опорного, з яким порівнюють сигнал відгуку об'єкта на тестовий вплив (вимірювальний сигнал). Ця проблема отримала перспективне рішення завдяки розробці цифрового генератора квазисинусоїдальної напруги (32 сходинки на період) і двох опорних напруг (синфазної і квадратурної відносно тестової) зі структурою, яка забезпечує дуже малу величину і достатню рівність затримок у часі при формуванні зазначених напруг із високочастотної тактової послідовності. Опорними сигналами для цифрового генератора є високостабільні постійна напруга та тактова частота від кварцового генератора. Розроблено прецизійну міру регульованого фазового зсуву з використанням двох таких генераторів і спеціальної схеми їх взаємної синхронізації зі зсувом вихідних сигналів на певне число тактових інтервалів. Експериментально визначено, що похибка синхронності формування цих сигналів складає не більше кількох наносекунд у діапазоні від інфранизьких частот до 1МГц, а приведена похибка відтворення модулів сигналів не перевищує 0,1%. Показано, що запропоновані технічні рішення дають змогу реалізовувати прості та економічні канали вимірювання параметрів імпедансу з малими фазовими похибками.

Друга проблема для досягнення високих метрологічних характеристик у широкому діапазоні частот полягає в необхідності підвищення точності, чутливості і дискретності перетворення вимірювального сигналу. У галузі сенсорних систем як технологічного, так і біомедичного призначення ця проблема загострюється необхідністю забезпечення стійкості до впливу шумових і індустриальних завад, а також до впливу різноманітних неінформативних факторів за низького енергетичного рівня тестового сигналу на об'єкті вимірювання. Традиційні шляхи вирішення цих питань ведуть до зниження швидкості вимірювань, ускладнення апаратури, зниження її технологічності і підвищення вартості.

Оптимальне задоволення зазначених вище вимог досягається застосуванням нових методів паралельно-послідовного аналого-цифрового перетворення вимірювального сигналу з його модуляцією і безперервним синхронізованим інтегруванням [4, 5]. Його суть полягає у гнучкому поєднанні аналогового і цифрового накопичування (інтегрування) вимірювального сигналу, які виконуються при синхронізації відліків сигналу зі зміною стану об'єкту та зовнішніми завадами. Це забезпечує максимальне використання інформації з об'єкта контролю і досягнення оптимальної сукупності основних метрологічних характеристик приладів (дискретності, точності, швидкодії, завадостійкості, рівня тестового сигналу). Запропоновані рішення дали змогу збільшити кількість інформації, одержуваної з рухомих об'єктів [6], підвищити придушення шумів і завад від силової мережі при високій швидкості вимірювань. Це має велике значення для вирішення проблем моніторингу та діагностики, особливо при великій кількості сенсорів. Вимірювальні канали з високою дискретністю аналого-цифрового перетворення мають кілька контурів порівняння вимірюваних та зразкових сигналів, що може викликати деяку диференційну нелінійність їх функції перетворення. Застосування модуляції сигналів при їх інтегруванні забезпечило практично повне усунення такої нелінійності.

Крім удосконалення формування зразкових сигналів і аналого-цифрового перетворення, для розширення діапазонів та підвищення точності вимірювань у широкому діапазоні частот розроблено нові структури вимірювачів параметрів імпедансу, зокрема мостових схем зі зрівноваженням за фазовим кутом і модулем вимірювального сигналу. Запропонований комплекс технічних рішень дав змогу розробити та реалізувати у вигляді експериментальних зразків базовий вимірювальний канал для визначення параметрів імпедансу з гнучкими функціями, який за технічними та економічними характеристиками є конкурентоспроможним з кращими зразками аналогічної апаратури провідних світових виробників.

Програмне забезпечення базового апаратно-програмного комплексу включає програмні модулі нижнього та верхнього рівнів. Програма нижнього рівня забезпечує виконання основних функцій базового вимірювального модуля та можливість керування його ресурсами з верхнього рівня вимірювальної системи (з персонального комп'ютера). Безперервне синхронізоване інтегрування вимірювального сигналу з використанням трьох АЦП багатократного інтегрування цілком забезпечується засобами мікроконтролера без використання дискретних електронних елементів. Мікроконтролер формує тактові імпульси, необхідні для роботи АЦП. Значення частоти цих імпульсів може бути встановлено як оператором приладу з клавіатури, так і за командою з комп'ютера. Одночасно ці імпульси подаються на вхід внутрішнього таймера мікроконтролера, при цьому тривалість циклу роботи таймера дорівнює тривалості циклу роботи одного АЦП. За цикл роботи таймера відбувається три переривання, момент кожного відповідає закінченню перетворення одним з АЦП. Мікроконтролер зчитує результат перетворення цього АЦП і виконує запуск його для виконання наступного перетворення. Таким чином, АЦП виконують інтегрування вимірювального сигналу зі зміщенням на третину циклу перетворення, а оскільки інтегрування вхідного сигналу також триває третину циклу, то інтегрування вхідного сигналу трьома АЦП не переривається.

Створений базовий вимірювальний канал призначений для визначення будь-яких параметрів імпедансу в діапазоні частот 0 – 1 МГц при рівнях тестових сигналів не більше 0,5 В, що забезпечує 20-розрядну дискретність і розрізнявальну здатність вимірювань, чутливість – 0,5 мкВ (на вході АЦП), швидкодію до 300 відліків за секунду. При швидкості вимірювань до 50 відліків за секунду забезпечується придушення завад промислової частоти до 300 разів. Первинними еталонами базового каналу є прецизійне джерело постійної напруги 2,5 В, що використовується в блоці АЦП та кварцовий тактовий генератор мікроконтролера з частотою 32 МГц. За результатами метрологічних досліджень наскрізного каналу перетворення, що включає генератор тестового сигналу, синхронний детектор та блок аналого-цифрового перетворення інформативного сигналу, показано, що диференційна нелінійність функції перетворення на частоті 1 кГц має значення на рівні 0,001 %. Приведена похибка за квадратурною складовою інформативного сигналу (похибка визначення тангенса фазового кута) на цій частоті не перевищує 0,001 %, а на частоті 1 МГц вона має значення до 0,03 % при сигналах до 0,25 В і зростає до 0,2 % при зростанні тестових сигналів до 0,5 В. Дослідження тракту формування сигналу зрівноваження мостового кола за модулем вимірювального сигналу, яке здійснювалось регулюванням постійної опорної напруги цифрового генератора цифро-аналоговим перетворювачем, що є у складі базового модуля, показали, що приведена похибка цього формування в усьому діапазоні робочих частот може не перевищувати кількох сотих часток відсотка. Указані метрологічні характеристики отримані без будь-яких корекцій похибок і можуть бути додатково поліпшені відомими структурними та алгоритмічними методами.

*Робота виконувалась за фінансової підтримки Цільової програми наукових досліджень НАН України "Розумні" сенсорні прилади нового покоління на основі сучасних матеріалів та технологій" на 2018 - 2022 р.р." при виконанні тем "Електрохімія" (№ ДР 0120U002200), "Кондуктометрія" (№ ДР 0120U002199) та Держбюджетної теми "Аналізатор" (№ ДР 0117U002582). КПКВК 6541030.*

1. Barsoukov E., Macdonald J.R. Impedance Spectroscopy. Theory, Experiment and Applications. John Wiley & Sons Ltd., Hoboken, New Jersey. 2005. 596 p.
2. Grossi M., Riccò B. Electrical impedance spectroscopy (EIS) for biological analysis and food characterization: a review, J. Sens. Sens. Syst., 2017. 6. Pp.303–325. URL: <https://www.j-sens-sens-syst.net/6/303/2017/> (Accessed: 13.02.2020).
3. Лепіх Я.І., Гордієнко Ю.О., Дзядевич С.В., Дружинін А.О., Євтух А.А Лесков С.В., Мельник В.Г., Романов В.О., Проценко В.О. Інтелектуальні вимірювальні системи на основі мікроелектронних датчиків нового покоління: монографія. Одеса: Астропринт, 2011. 353 с.
4. Мельник В. Г., Борщев П. И., Василенко А. Д., Слицкий А. В. Оптимизация структуры и алгоритма работы высокочувствительной мультисенсорной системы с импедансными преобразователями. *Сенсорна електроніка і мікросистемні технології*. 2018. Т.15, № 4. С.100–109. URL: <http://semst.onu.edu.ua/article/view/150520/152029> (дата звернення: 13.02.2020).
5. Мельник В.Г. , Слицкий А.В. Повышение линейности высокочувствительных импедансометрических сенсорных систем. *Сенсорна електроніка і мікросистемні технології*. 2016. Т. 13, № 3. С. 80–90. URL:

<http://semst.onu.edu.ua/article/viewFile/78648/89418> (дата звернення: 13.02.2020).

6. Мельник В. Г., Борщев П. И., Василенко А. Д., Слицкий А. В. Повышение производительности измерительных систем с емкостными сенсорами. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 2. С. 82–87.

УДК 621.317

## БАЗОВЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ МОДУЛЬ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ ВЫСОКОТОЧНЫХ СРЕДСТВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИМПЕДАНСА В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

В.Г. Мельник, докт. техн. наук, П.И. Борщев, канд. техн. наук, В.К. Беляев, А.Д. Василенко, канд. техн. наук, А.Л. Ламеко, А.В. Слицкий

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы 56, Киев, 03057, Украина, e-mail: [melnik@ied.org.ua](mailto:melnik@ied.org.ua)

*В работе рассматриваются принципиально новые технические решения по формированию тестовых и опорных сигналов, а также по обработке измерительных сигналов в импедансометрическом канале, которые позволяют повысить эффективность получения полезной информации о состоянии объекта измерения в широком диапазоне частот. Представлен новый метод параллельно-последовательного аналого-цифрового преобразования измерительного сигнала с его модуляцией и непрерывным синхронизированным интегрированием, который позволяет увеличить количество получаемой за малое время информации, в том числе с подвижных объектов, повысить подавление шумов и помех от силовой сети. Для повышения точности измерений в широком диапазоне частот разработаны новые структуры измерителей параметров импеданса, в частности мостовая схема с уравниванием по фазовому углу и модулю измерительного сигнала. Предложенный комплекс технических решений позволил разработать и реализовать экспериментальные образцы базового модуля измерительного канала для определения параметров импеданса с гибкими функциями, который по техническим и экономическим характеристикам является конкурентоспособным с лучшими образцами аналогичной аппаратуры ведущих мировых производителей. Приведены результаты экспериментальных исследований основных характеристик созданных приборов. Библиографический список – 6.*

**Ключевые слова:** импеданс, измерения, фазовый угол, спектральная импедансометрия.

## BASIC MEASURING MODULE FOR IMPLEMENTATION OF THE HIGH-PRECISION DEVICES FOR DETERMINING THE IMPEDANCE PARAMETERS IN A WIDE FREQUENCY RANGE

V.G. Melnyk, P.I. Borschov, V. K. Beliaev., O.D. Vasylenko, O.L. Lameko O.V. Slitskiy

Institute of electrodynamic National Academy of Sciences of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: [melnik@ied.org.ua](mailto:melnik@ied.org.ua)

*In the paper fundamentally new technical solutions for the formation of test and reference signals are discussed, as well as for the processing of measuring signals in the impedance measurement channel, which can improve the efficiency of extracting useful information about the state of the measurement object in the wide frequency range. A new method of parallel-serial analog-to-digital conversion of the measuring signal with its modulation and continuous synchronized integration is presented, which allows to increase the amount of information received in a short time, including from moving objects, to increase the suppression of noise and interference from the power network. To increase the accuracy of measurements in a wide frequency range, new structures of impedance parameter meters have been developed, in particular a bridge circuit with balancing over the phase angle and the measuring signal module. The proposed set of technical solutions allowed us to develop and implement experimental samples of the basic module of the measuring channel to determine the impedance parameters with flexible functions, which is competitive in technical and economic characteristics with the best samples of similar equipment from leading world manufacturers. The results of experimental studies of the main characteristics of the created devices are presented. References 6.*

**Key words:** impedance, measurements, phase angle, spectral impedancemetry.

1. Barsoukov Evgenij, Macdonald Ross. Impedance Spectroscopy Theory, Experiment, and Application. John Wiley & Sons Inc., Hoboken, New Jersey. 2005. 596 p.
2. Grossi M. and Riccò B.: Electrical impedance spectroscopy (EIS) for biological analysis and food characterization: a review, *J. Sens. Sens. Syst.*, 2017. No 6. Pp.303–325. URL: <https://www.j-sens-sens-syst.net/6/303/2017/> (Accessed: 13.02.2020).
3. Lyepikh Ya.I., Hordiyenko Yu.O., Dzyadevych S.V., Druzhynyn A.O., Yevtukh A.A., Lyenkov S.V., Mel'nyk V.H., Romanov V.O., Protsenko V.O. Intellectual measurement systems based on the new generation of microelectronic sensors: monograph. Odesa: Astroprynt, 2011. 353p. (Ukr.)
4. Melnik V. G., Borshchev P. I., Vasilenko A. D., Slitskiy A. V. Optimization of the structure and algorithm of the work of the highly sensitive multisensors system with impedance transducers. *Sensorna elektronika i mikrosystemni texnologiji*. 2018. V. 15. No 4. Pp.100–109. (Rus). URL: [http://liber.onu.edu.ua/pdf/semst\\_4\\_2018.pdf](http://liber.onu.edu.ua/pdf/semst_4_2018.pdf), (Accessed 13.02.2020).
5. Melnyk V. G., Slitskiy A. V. Increasing of linearity of the highly sensitive impedance-measuring systems with sensors - *Sensorna elektronika i mikrosystemni texnologiji*. 2016. V. 13. No 3. Pp.80–90. URL: <http://semst.onu.edu.ua/article/viewFile/78648/89418> (Accessed: 13.02.2020) (Rus.)
6. Melnik V. G, Borschov P. I., Vasylenko A. D., Slitskiy A. V. Increasing of the performance of measuring systems with capacitive sensors *Technichna Electrodynamica*. 2019. No 2. Pp.82–87. (Rus).

Надійшла: 28.02.2020

Received: 28.02.2020

## МОДЕЛЮВАННЯ ХМАРНОГО ПОКРИВУ НА ОСНОВІ СУПУТНИКОВИХ ЗНІМКІВ

К.С. Клен\*, канд. техн. наук, В.І. Мартинюк, В.Я. Жуйков\*\*\*, докт. техн. наук

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна, e-mail: [martynyukvadum@gmail.com](mailto:martynyukvadum@gmail.com)

У статті розглянуто метод створення моделі хмарного покриття для моделювання роботи сонячної електростанції з урахуванням просторового розташування станції й метеоумов. Отримана модель може бути використана для моделювання різних підсистем сонячних електростанцій в умовах, наближених до реальних. Наведено алгоритм підвищення роздільної здатності зображень метеорологічних супутників. Наведено алгоритм використання випадкового блукання для внесення ймовірнісної складової до отриманого зображення. Показано, що внесення випадкової складової не змінює початкове значення коефіцієнту поглинання сонячного випромінювання. Бібл. 7, рис. 3.

**Ключові слова:** сонячні панелі, хмарний покрив, випадкове блукання, алгоритм diamond-square.

**Вступ.** В останні роки спостерігаються значні якісні зміни в складі джерел отримуваної енергії в світі, які значним чином пов'язані зі швидкими темпами розвитку та впровадження відновлюваних джерел енергії (ВДЕ). Наприклад, в Україні потужність сонячних електростанцій (СЕС) у 2018 році досягла рівня 1380 МВт, що майже вдвічі більше за показники 2017 року [1]. Такий ріст відображує всесвітні тенденції збільшення частки відновлюваної енергетики в загальній кількості виробленої енергії [2]. Для підвищення ефективності роботи сонячної електростанції необхідно проводити моделювання їх роботи з урахуванням багатьох факторів, таких як параметри хмарного покриття, температура, положення сонця та ін. [3]. В існуючих середовищах для моделювання електричних процесів, як-от Matlab Simulink<sup>®</sup>, Electronic Workbench<sup>®</sup> та ін., немає зручних способів представлення хмарного покриття.

Тому метою статті є створення моделі хмарного покриття на основі супутникових знімків у інфрачервоному спектрі для моделювання роботи сонячних електростанцій в умовах, близьких до реальних.

**Збільшення роздільної здатності супутникових знімків.** Як вихідні дані використовуються супутникові знімки поверхні землі в інфрачервоному спектрі у відкритому доступі, недоліком яких є їх низька роздільна здатність [4]. Тому для моделювання роботи СЕС необхідно збільшувати роздільну здатність зображень земної поверхні. З урахуванням фрактальної природи хмар є доцільним застосування алгоритму diamond-square, який використовується для генерації фрактальних структур і складається з

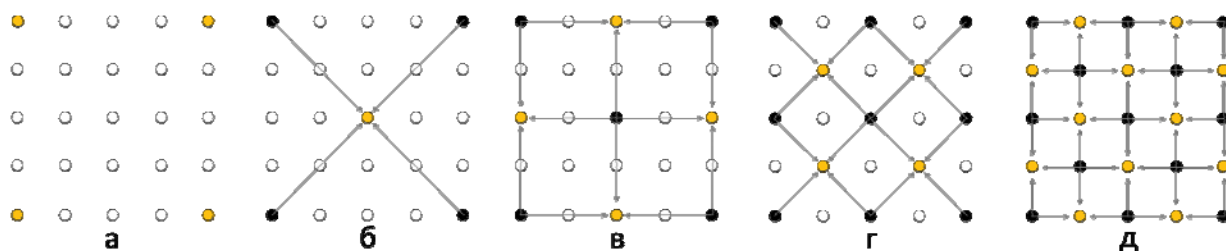


Рис. 1

наступних кроків: ініціалізація, «diamond» та «square» [5].

Ініціалізація полягає в заданні масиву початкових значень з шириною та висотою  $2m+1$  (рис.1, а), де  $m$  – ціле число (для прикладу на рис.1  $m=2$ ). Далі задаються 4 початкові

значення по краям масиву. Подальшу роботу алгоритму можна розділити на два повторювані кроки. Перший (square) полягає в тому, що для кожного квадрату в масиві значення центрального елемента визначаються як середнє арифметичне суми крайніх значень (рис. 1, б, з). Другий крок (diamond) використовує отримане на попередньому кроці значення, щоб заповнити значення в масиві, розташовані між початковими вершинами масиву. Такі значення визначаються як середнє арифметичне від суми відповідних елементів (рис.1, в, д). Ці кроки повторюються, допоки не будуть заповнені всі значення в початковому масиві.

На інфрачервоних супутникових зображеннях відображаються значення потужності інфрачервоного випромінювання, що генерується хмарами або земною поверхнею. Фактично ці зображення являють собою вимірювання температури в інфрачервоному спектрі, в якому теплі об'єкти здаються більш темними, ніж холодні. Зони, вільні від хмар, мають темне забарвлення, а хмари – світле. Таким чином, нормуючи локальні області за мінімальною яскравістю зображення, можна отримати коефіцієнт поглинання сонячного випромінювання, який буде характеризувати частку випромінювання, яка дісталася земної поверхні крізь атмосферу.

На наведеному нижче прикладі використовується супутникове зображення в інфрачервоному спектрі, розмірністю  $500 \times 500$  пікселів. За таких умов на зображенні присутні масиви пікселів, які мають однакове забарвлення, розмірністю  $10 \times 10$  пікселів. Після застосування алгоритму diamond-square розміри даних масивів було зменшено до  $4 \times 4$  пікселів, тобто роздільна здатність вихідного супутникового зображення (рис. 2, а) була збільшена в 2,5 рази (рис. 2, б). Даний алгоритм ніяк не впливає на статистичні параметри зображень, тобто середнє значення і дисперсія не змінюються. Значення коефіцієнту поглинання  $k_{ij}$  наведено для кожного зображення на шкалі праворуч. Після збільшення

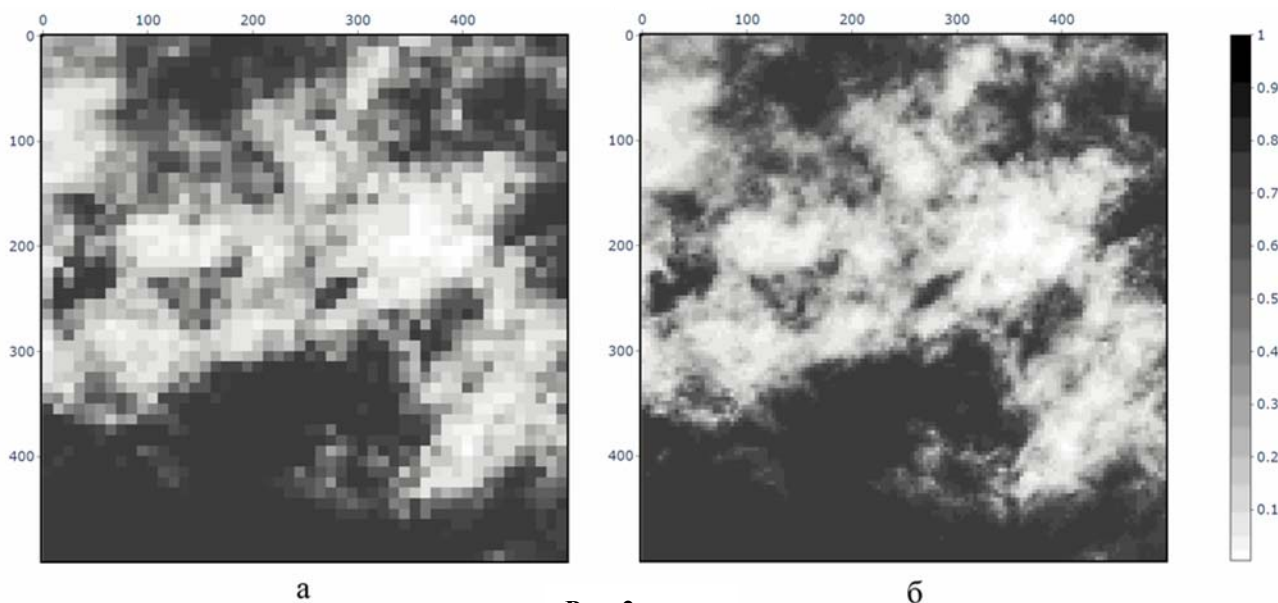


Рис. 2

роздільної здатності відбувається нормування всіх пікселів за максимальним значенням пікселя в системі RGB, присутній на зображенні, за наступною формулою:

$$k_{ij} = \frac{(r_{ij} + g_{ij} + b_{ij})/3}{255}, \quad \begin{matrix} i = \overline{0, x-1} \\ j = \overline{0, j-1} \end{matrix},$$

де  $k_{ij}$  – значення коефіцієнту поглинання пікселя з координатами  $(i, j)$ ;  $(r_{ij} + g_{ij} + b_{ij})/3$  – середнє значення RGB представлення пікселя з координатами  $(i, j)$ ;  $x$  – кількість пікселів зображення за шириною,  $y$  – кількість пікселів зображення за висотою, значення 255 відповідає максимальному значенню пікселя в системі RGB.

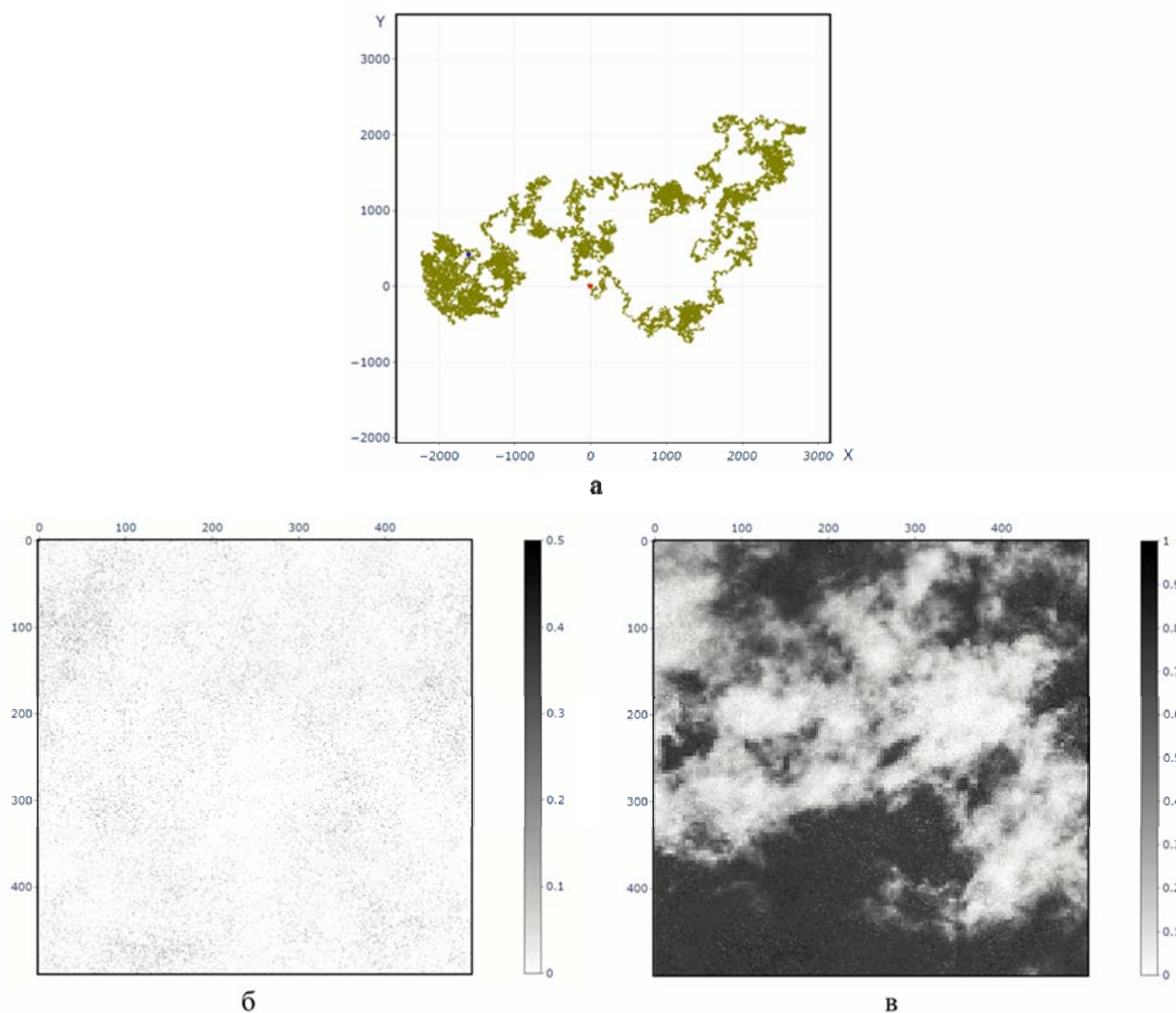


Рис. 3

Застосування розглянутого алгоритму diamond-square для підвищення роздільної здатності зображень не впливає на статистичні параметри цих зображень за рахунок монотонності масштабних перетворень.

У разі застосування отриманого представлення хмарного покриву для моделювання роботи сонячної електростанції необхідно врахувати вплив випадкової складової, яка імітує поведінку реальних природних об'єктів [6]. Для цього використовується два генератори випадкового блукання: 1) генератор двовимірного блукання для визначення координат зображення, де буде враховуватися випадкова складова (рис. 3, а); 2) генератор одновимірного блукання для генерації значення випадкової складової. Робота генераторів описується наступною формулою:

$$Y_n = Y_0 + \sum_{i=1}^n X_i,$$

де  $Y_n$  – значення випадкового блукання на  $n$ -му кроці;  $Y_0$  – вектор початкових значень випадкового блукання;  $X_i$  – значення вектору випадкових величин із заданим законом розподілу на  $i$ -тому кроці. У наведеному прикладі використовуються генератори з нормальним законом розподілу випадкової величини без постійної складової, з дисперсією 7.5 (двовимірне блукання) і 0.001 (одновимірне блукання), а також з нульовим початковим значенням. Кількість кроків для обох випадків становить 90000. У результаті отримано випадкову складову (рис. 3, б), яка має такі статистичні характеристики:  $M_\xi = -0.007$ ,  $D_\xi = 0.117$ .

Отримане зображення випадкової складової накладається на зображення збільшеної роздільної здатності (рис 3, в). Водночас відбувається нормування значення коефіцієнта поглинання для кожного пікселя в межах  $[0,1]$ , і якщо отримане після накладання значення не входить у цей проміжок, то за нове значення коефіцієнта поглинання приймається таке, що дорівнює 1.

**Оцінка впливу випадкового блукання на коефіцієнт поглинання.** Порівняємо значення математичного очікування і дисперсії зображень до  $M_{img}, D_{img}$  і після  $M_{img+\xi}, D_{img+\xi}$  накладання випадкової складової:  $M_{img} = 0.434, D_{img} = 0.255$ ;  $M_{img+\xi} = 0.433, D_{img+\xi} = 0.269$ .

Очевидно, що після накладання випадкового блукання на зображення зі збільшеною роздільною здатністю середнє значення і дисперсія майже не змінюються.

Розроблена методика представлення хмарного покриву, яка дає змогу збільшувати роздільну здатність зображень земної поверхні, може в подальшому використовуватись для моделювання роботи сонячної електростанції та налаштування системи відбору максимальної енергії в умовах зміни освітленості.

**Висновки.** Наведена методика представлення хмарного покриву дає змогу збільшувати роздільну здатність зображень земної поверхні без зміни середнього значення коефіцієнта поглинання, а додаткове накладання випадкового блукання – враховувати в подальшому зміну освітленості під час моделювання роботи сонячної електростанції в умовах, близьких до реальних.

1. Development of renewable energy sources in Ukraine, 2017. URL: <http://energymagazine.com.ua/wpcontent/uploads/2017/03/Rozvitok-VDE-v-Ukrai-ni.pdf>. (Accessed: 07.02.2019). (Ukr)
2. Baziuk T., Blinov I., Butkevych O., Honcharenko I., Denysiuk S., Zhuikov V., Kyrylenko O., Lukianenko L., Mykolaiets D, Osypenko K., Pavlovskiy, Rybina O., Steliuk A., Tankevych S. and Trach I. Intelligent power systems: elements and modes. Kyiv, Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine. 2016. 400 p. (Ukr)
3. Osypenko K., Zhuikov V. Estimation of fractal dimension and transmission function of clouds, Microsystems, electronics and acoustics. 2017. No 5. Pp.13–19. (Ukr)
4. Global infrared satellite map. URL: <https://www.wunderground.com>. (Accessed: 12.03.2020).
5. Diamond-Square Algorithm. URL: <https://medium.com>. (Accessed: 12.02. 2020)
6. Keiko A. V. Systems research in energy: Retrospective of scientific directions SEI-ISEM. Novosibirsk: Nauka, 2010. 686 p. (Rus)
7. Kalinina V. N., Pankin V.F. Mathematical statistics, Moscow: Drofa, 2002. 336 p. (Rus)

УДК 621.314

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ОБЛАЧНОГО ПОКРОВА НА ОСНОВЕ СПУТНИКОВЫХ СНИМКОВ

**К.С. Клен**, канд. техн. наук, **В.И. Мартынюк**, магистр, **В.Я. Жуйков**, докт. техн. наук

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского»,

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

*В статье рассмотрен метод создания модели облачного покрова для моделирования работы солнечной электростанции с учетом пространственного расположения станции и метеоусловий. Полученная модель может быть использована для моделирования различных подсистем солнечных электростанций в условиях, приближенных к реальным. Приведен алгоритм повышения разрешения изображений метеорологических спутников и алгоритм использования случайного блуждания для внесения случайной составляющей в полученное изображение. Показано, что внесение случайной составляющей не изменяет начальное значение коэффициента поглощения солнечного излучения. Библи. 7, рис. 3.*

**Ключевые слова:** солнечные панели, облачный покров, случайное блуждание, алгоритм diamond-square.

## MODELING OF A CLOUD COVER ON THE BASIS OF SATELLITE PHOTOS

**K.C. Klen, V.I. Martyniuk, V.Ya. Zhuykov**

National Technical University of Ukraine Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute,

pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: [martynyukvadum@gmail.com](mailto:martynyukvadum@gmail.com)

*The article discusses the method of creating a cloud cover model for modeling the operation of a solar power plant, taking into account the spatial location of the station and weather conditions. The resulting model can be used to simulate various subsystems of solar power plants under conditions close to real ones. An algorithm for increasing the resolution of images of meteorological satellites is presented. An algorithm for using random walks to introduce a random component into the resulting image is presented. It is shown that the introduction of a random component does not change the initial value of the absorption coefficient of solar radiation. References 7, fig. 3.*

**Keywords:** solar panels, cloud cover, random walk, diamond-square algorithm.

Надійшла: 28.02.2020

Received: 28.02.2020

## ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ

УДК 621.3.51

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.028>

### МОДЕЛЮВАННЯ РЕЖИМІВ ІЗ ЗАСТОСУВАННЯМ БАГАТООПОРНОГО МЕТОДУ РОЗРАХУНКУ КОНТУРНИХ СТРУМІВ ДЛЯ КОМП'ЮТЕРНИХ ТРЕНАЖЕРІВ

**О.В. Сангінова**<sup>1\*</sup>, канд. техн. наук, **В.О. Гурєєв**<sup>2\*\*</sup>, канд. техн. наук

<sup>1</sup> Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського", пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,

e-mail: [sanginova@xtf.kpi.ua](mailto:sanginova@xtf.kpi.ua)

<sup>2</sup> Інститут проблем моделювання в енергетиці ім. Г.С. Пухова НАН України, вул. Генерала Наумова, 15, Київ, 03164, Україна,

e-mail: [viktor.gurieiev@infotec.ua](mailto:viktor.gurieiev@infotec.ua)

*Розглянуто особливості використання багатоопорного методу розрахунку контурних струмів для моделювання режимів великих енергосистем у складі веб-орієнтованих тренажерних систем оперативно-диспетчерського персоналу магістральних електромереж. Показано, що найбільш важливими критеріями вирішення низки практичних завдань навчання, контролю знань і тренажерної підготовки оперативно-диспетчерського персоналу є час розрахунку режиму. Перевірка ефективності запропонованого методу виконана на моделях енергосистем України. Результати експериментальних розрахунків показали, що такий багатоопорний метод може використовуватися для розрахунку режимів великих енергосистем у веб-орієнтованих комп'ютерних тренажерах. Бібл. 10, рис. 2.*

**Ключові слова:** енергосистема, багатоопорний метод розрахунку контурних струмів, моделювання, віртуальні технології, веб-орієнтовані тренажерні системи.

Результати розрахунків режимів роботи великих електроенергетичних систем (ЕС) та їх об'єднань (ОЕС) широко використовуються для пошуку та забезпечення оптимальних умов експлуатації, ефективного управління та їх розвитку. Моделювання режимів також є важливою складовою комп'ютерних протиаварійних тренажерів оперативно-диспетчерського персоналу ЕС і ОЕС. Цим питанням у всьому світі приділяється велика увага [1, 2, 3].

Найважливішими вимогами до методів розрахункових комплексів і систем, які вбудовуються в комп'ютерні тренажери і працюють у режимі он-лайн, є забезпечення максимальної швидкості розрахунків та збіжності ітераційних процесів розрахунку режимів. Математичний опис та вивчення режимів ЕС та ОЕС для веб-орієнтованих тренажерних систем є досить складними завданнями [4, 5].

Режим роботи електричної мережі в загальному випадку можна записати як лінійне матричне рівняння:

$$[\dot{Y}_{ss}] \cdot [\dot{U}_s] = [\dot{I}_s], \quad (1)$$

де  $[\dot{Y}_{ss}]$  – комплексна матриця відомих вузлових провідностей електричної мережі;  $[\dot{U}_s]$  – вектор-стовпець невідомих комплексних напруг вузлів;  $[\dot{I}_s]$  – вектор-стовпець комплексних відомих/заданих струмів вузлів.

Відомими параметрами ЕС, які використовуються в більшості промислових програм розрахунку режимів, є потужності/генерація вузлів  $[\dot{S}_s]$ , а не струмів  $[\dot{I}_s]$ . Систему нелінійних алгебраїчних рівнянь, яка застосовується для розрахунку напруги вузлів мережі,

\* © Сангінова О.В., Гурєєв В.О., 2020

ORCID ID: \*<https://orcid.org/0000-0001-6378-7718>; \*\*<https://orcid.org/0000-0002-8496-3626>

можна записати у вигляді скалярного добутку вектора струмів вузлів  $[i_s]$  на спряжений вектор напруги вузлів  $[\hat{U}_s]$ :

$$[\dot{S}_s] = ([i_s][\hat{U}_s]). \quad (2)$$

Розробка методів рішення великих систем лінійних (1) і нелінійних (2) рівнянь алгебри, які можуть забезпечити надійний результат у комп'ютерних режимних тренажерах з прийнятними обчислювальними витратами, є важливим і актуальним завданням.

Для вирішення великих систем (1) і (2) прямі методи часто потребують великого об'єму пам'яті й працюють занадто довго. У таких випадках використовують ітераційні методи.

Для диспетчерських режимних тренажерів зазвичай застосовують розрахункові схеми з великою кількістю вимикачів та роз'єднувачів, які використовуються в технології оперативних перемикачів для аналізу заявок на вивід/ввід обладнання в ремонт/роботу. Зважаючи на те, що опір цих комутаційних апаратів є дуже малим, елементи матриці провідностей  $[\dot{Y}_{ss}]$  та відповідно й матриці Якобі, яка структурно подібна матриці провідності, прагнуть до нескінченності. Тому застосування прямих методів для комп'ютерних тренажерних систем є проблематичним. Іноді цю проблему вирішують за допомогою методів прямого і зворотного еквівалентування частин електричної мережі. Але для великої кількості вимикачів у мережі час еквівалентування стає порівнянним (або більшим) з часом розрахунку вибраного методу, а час реакції тренажера на збурення – невизначеним.

Тут і далі великими будемо вважати ЕС або ОЕС з кількістю вузлів, яка перевищує тисячу. Більшість публікацій щодо вибору методів розрахунку режимів таких енергосистем присвячено пошуку та розробці зручних, надійних та швидких алгоритмів [4,5]. Проте проблеми прийнятності часу розрахунків режимів, збіжності та вибору початкових наближень у таких методах залишаються досі невирішеними.

Основна мета цієї роботи полягає в розробці прийнятності швидкого алгоритму розрахунку режимів роботи великих енергосистем на базі багатоопорного методу розрахунку контурних струмів для застосування в комп'ютерних веб-орієнтованих протиаварійних диспетчерських тренажерах [9, 10].

**Моделювання та дослідження режимів.** Згідно з методом всю мережу автоматично поділяють на окремі дерева та хорди. Кожне дерево завжди має лише один опорний вузол із джерелом енергії. Хорди (зв'язки) між деревами можуть утворювати звичайні або вироджені незалежні контури, струми яких розраховуються після кожної поточної ітерації процесу розрахунку напруги вузлів. Автоматизована система розрахунків режимів використовує класи вузлів, гілок, дерев, хорд і реалізована таким чином, що будь-яка хорда або гілка дерева мережі однозначно визначаються адресами початкового та кінцевого вузлів, які можуть бути розміщені в різних базах даних на різних серверах, включаючи віртуальні. У цьому методі опорні вузли виконують функції балансуєвих з урахуванням існуючих фізичних обмежень з генерації.

Щодо збіжності ітераційних процесів використаних методів розрахунку режимів і можливості фізичного існування режимів у роботі пропонується застосовувати деякі заходи, які можна назвати інтелектуалізацією «в малому».

Для попередньої оцінки можливості збіжності ітераційного методу аналізується баланс потужності. Спочатку розраховуються інваріантні втрати потужності. Виконується розрахунок режиму для електричної мережі із заданими векторами напруги вузлів джерел енергії і нульовими кутами. У випадку, якщо втрати є більші наперед заданих, приймається допущення про відсутність можливості фізичного існування режиму і, очевидно, треба змінити навантаження деяких вузлів. У розрахункових циклах також виконується перевірка струмів гілок на термічну стійкість і перевірка напруг вузлів. Це дає змогу виділяти і брати до уваги тільки клас прогнозовано фізично можливих режимів і таким чином підвищувати ймовірність збіжності запропонованого методу.

Більшість сучасних програмних систем для розрахунку режимів великих ЕС мають ряд обмежень щодо способів задання балансуєчих вузлів джерел генерації в розрахункових схемах. Зазвичай використовуються три основні моделі вузлів з джерелами енергії: вузли з фіксацією модулів напруги і відомою активною генерацією (розраховують невідомі реактивну генерацію  $Q$  і кут напруги) і векторів напруги (розраховують невідомі активну  $P$  і реактивну  $Q$  генерацію), а також з фіксацією повної генерації. В існуючих промислових комплексах розрахунку режимів передбачається, що є тільки один балансуєчий вектор, а призначити вузли з фіксацією векторів напруги з різними кутами неможливо. У запропонованому методі така можливість передбачена, а кількість таких вузлів не обмежується. Саме це дає змогу створити та застосувати розосереджене моделююче середовище у веб-орієнтованих комп'ютерних тренажерах.

Для дослідження складних систем, до яких, поза сумнівом, відносяться великі ЕС і ОЕС, часто застосовують метод діакоптики [9, 10]. Згідно з методом загальна велика система розділяється на підсистеми, які розраховуються окремо, а результат для загальної системи складається із окремих результатів.

Для великих електроенергетичних систем у роботі пропонується автоматично розділяти ОЕС на окремі ЕС шляхом визначення хорд з граничними вузлами, які утворюють ОЕС. Цю операцію будемо називати декомпозицією першого рівня. Декомпозиція другого рівня полягає в розділенні схем заміщення паралельно працюючих окремих ЕС на окремі дерева та хорди.

Застосування декомпозиції дає змогу розділити рівняння (1) і (2) на  $t$  матричних рівнянь, кількість яких дорівнює кількості автоматично виділених дерев, і тоді (1) можна записати наступним чином:

$$[\dot{Y}_{ss}]_t \cdot [\dot{U}_s]_t = [\dot{I}_s]_t \pm [\dot{I}_h]_{t,t+1}, \quad (3)$$

де  $[\dot{Y}_{ss}]_t$  – матриця вузлових провідностей  $t$ -го дерева або ЕС;  $[\dot{U}_s]_t$  – вектор-стовпець напруги вузлів  $t$ -го дерева або ЕС;  $[\dot{I}_h]_{t,t+1}$  – вектор-стовпець струмів хорд між вузлами  $t$ -го та  $(t+1)$  дерев або ЕС.

Струми хорд  $[\dot{I}_h]_{t,t+1}$  розраховуються з використанням матричного рівняння:

$$[\dot{I}_h]_{t,t+1} = ([\dot{U}_{sg}]_t - [\dot{U}_{sg}]_{t+1}) \cdot [\dot{Y}_h]_{t,t+1}^T,$$

де  $[\dot{I}_h]_{t,t+1}$  – вектор-стовпець струмів хорд між вузлами  $t$ -го та  $(t+1)$  дерев або ЕС;  $[\dot{U}_{sg}]_t$  – вектор-стовпець заданих (відомих) напруг граничних вузлів  $t$ -го та  $(t+1)$  дерев або ЕС;  $[\dot{Y}_h]_{t,t+1}^T$  – транспонований вектор провідності відповідних хорд.

Потужність початку хорд можна розрахувати за допомогою формули:

$$[\dot{S}_h]_{t,t+1} = ([\dot{I}_h]_{t,t+1} \cdot [\hat{U}_{sg}]_t),$$

а потужність кінця – за формулою:

$$[\dot{S}_h]_{t,t+1} = ([\dot{I}_h]_{t,t+1} \cdot [\hat{U}_{sg}]_{t+1}).$$

У цьому випадку систему рівнянь (2) також можна записати в матричному вигляді як скалярний добуток вектора струмів вузлів  $[\dot{I}_s]_t$   $t$ -го дерева або ЕС на спряжений вектор напруги  $[\hat{U}_s]_t$ , якщо потужність навантаження вузлів  $t$ -го дерева або ЕС відома або встановлена:

$$([\dot{I}_s]_t, [\hat{U}_s]_t) = [\dot{S}_s]_t \pm [\dot{S}_h]_{t,t+1}, \quad (4)$$

де  $[\dot{S}_s]_t$  – вектор заданих потужностей вузлів  $t$ -го дерева або ЕС;  $[\dot{S}_h]_{t,t+1}$  – вектор потужностей хорд між  $t$ -м та  $(t+1)$ -м деревами або ЕС.

Такий підхід до розрахунків режимів за допомогою дворівневої декомпозиції великих ОЕС дає змогу розділити процес рішення рівнянь (1) і (2) на окремі паралельні процеси з

можливістю залучення віртуальних комп'ютерів (хмарних технологій) або технології паралельних обчислень. Для забезпечення однозначної адресації вузлів і гілок розрахункової схеми ОЕС їх адреси доповнюються номерами (IP) серверів та іменами баз даних (БД). Імена таблиць з інформацією про вузли і гілки є однаковими для всіх БД і тому не потребують додаткової ідентифікації.

Алгоритм багатоопорного методу розрахунку контурних струмів у загальному вигляді можна сформулювати наступним чином:

1. Попередньо до загальної схеми ОЕС застосовується дворівнева декомпозиція.
2. Як початкові наближення для напруг всіх вузлів задаються номінальні напруги опорних вузлів для всіх виділених дерев.
3. Розраховуються (уточнюються) струми вузлів  $[i_s]_t$  всіх дерев. Перевіряється критерій збіжності – небаланс потужності вузлів. Якщо ітераційний процес зійшовся, то управління передати на п.8.
4. Розраховуються, починаючи з кінцевих гілок  $ij$  дерева і до кореня, струми гілок  $[i_{ij}]$  з урахуванням струмів за наявності прилеглих до них хорд. У цьому циклі перевіряються обмеження для струмів кожної гілки на термічну міцність лінії електропередачі.
5. Розраховуються напруги вузлів, починаючи з кореня дерев  $[U_s]_t$ . Перевіряються розраховані напруги вузлів на відповідність допустимим межам.
6. Розраховуються струми всіх хорд  $[i_h]_{t,t+1}$  у випадку зміни напруг їх вузлів і перевіряються обмеження.
7. Передача управління п.3.
8. Запис результатів у БД.

Наведений алгоритм методу був реалізований мовою JAVA у вигляді вбудованих функцій БД ORACLE та PostgreSQL для використання в комп'ютерному диспетчерському тренажері PORT [5]. Результати чисельних розрахунків режимів наявних ЕС України не перевищують 2 секунд, що є прийнятним для використання в диспетчерських тренажерах. На рис. 1 і 2 показано фрагмент високовольтної мережі з результатами розрахунку режиму: на рис. 1 показано результати розрахунку в режимному диспетчерському симуляторі PORT для тестової мережі, тоді як на рис. 2 показано більш детальні результати розрахунку для підстанції та гідроелектростанції.

**Результати.** Розроблений багатоопорний метод розрахунку контурних струмів орієнтований на застосування в розподіленому моделюючому середовищі з можливістю використання віртуальних технологій. Такий підхід до моделювання великих енергосистем дає змогу збільшити в деяких випадках міру деталізації елементів ЕС для класу фізично можливих (існуючих) режимів шляхом використання інтелектуалізації розрахунків «у малому». Демоверсія веб-орієнтованої тренажерної системи PORT з використанням багатоопорного методу розрахунку контурних струмів у її складі була передана в диспетчерську службу системного оператора НЕК «Укренерго» для тестової експлуатації.

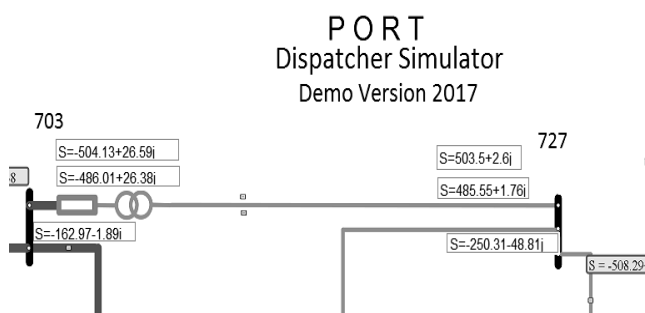


Рис. 1

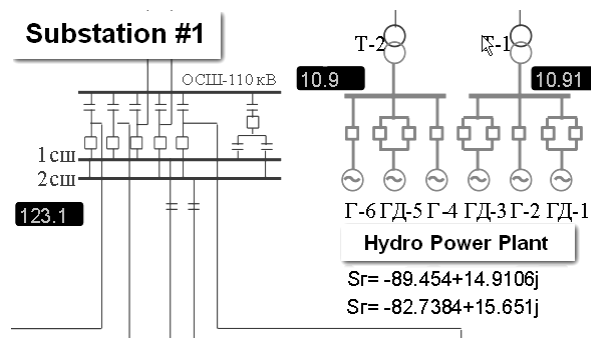


Рис. 2

**Висновки.** На основі аналізу існуючих методів розрахунку режимів та отриманих результатів досліджень був розроблений багатоопорний метод розрахунку контурних струмів, який може бути рекомендований для використання у складі веб-орієнтованих тренажерних систем для всіх рівнів ієрархії управління режимами роботи ОЕС України.

1. Badrzadeh B., Emin Z. The need for enhanced power system modelling techniques and simulation tools. *Cigre Science & Engineering*. 2020. Vol. No 17. Pp. 30–46.
2. Van Cutsem T., Hasse G., Moors C., Guillon S., Mailhot R. A new training simulator for improved voltage control of the Hydro-Quebec system, *Power Systems Conference and Exposition 2004. IEEE PES*. 2004. Vol. 1. Pp. 366–371.
3. Afolabi O.A., Ali W.H., Cofie P., Fuller J., Obiomon P. and Kolawole E.S. Analysis of the Load Flow Problem in *Power System Planning Studies*. Energy and Power Engineering. 2015. No 7. Pp. 509–523.
4. Gurieiev V., Sanginova O. Distributed Simulation Environment of Modes for Full-Scale Mode Simulator for Ukrainian Energy Systems”. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 5. Pp. 67–69. (Rus). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.05.067>
5. Gurieiev V., Sanginova O. Simulation and study of modes for full-scale mode simulator for Ukrainian energy systems, Proc. 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kyiv, 7–11 June 2016, Pp. 1–4.
6. Saad Y. Iterative methods for sparse linear systems. 2nd ed. *SIAM Society for Industrial & Applied Mathematics*, 2003. 477 p.
7. Савина Н.С., Зленко О.А., Матвеева Т.А., Агишева Д.К. Решение СЛАО итерационными методами и их преимущества. *Современные наукоемкие технологии*. 2014. № 5–2. С. 197–198. URL: <http://www.top-technologies.ru/ru/article/view?id=34069> (дата обращения: 10.04.2020).
8. Баландин М.Ю., Шурина Э.П. Методы решения СЛАО большой размерности. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. 70 с.
9. Крон Г. Исследование сложных систем по частям – диакоптика. Пер с англ. М.: Наука, 1972.
10. Хэпп Х. Диакоптика и электрические цепи. Пер с англ. М.: Мир, 1974.

УДК 621.3.51

## МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЖИМОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МНОГООПОРНОГО МЕТОДА РАСЧЕТА КОНТУРНЫХ ТОКОВ ДЛЯ КОМПЬЮТЕРНЫХ ТРЕНАЖЕРОВ

**О.В. Сангинова**<sup>1</sup>, канд. техн. наук, **В.А. Гуреев**<sup>2</sup>, канд. техн. наук

<sup>1</sup>Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского",

пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина,

e-mail: [sanginova@xtf.kpi.ua](mailto:sanginova@xtf.kpi.ua)

<sup>2</sup>Институт проблем моделирования в энергетике им. Е. Пухова НАН Украины,

ул. Генерала Наумова, 15, Киев, 03164, Украина,

e-mail: [viktor.gurieiev@infotec.ua](mailto:viktor.gurieiev@infotec.ua)

*Рассмотрены особенности использования многоопорного метода расчета контурных токов для моделирования режимов больших энергосистем в составе веб-ориентированных тренажерных систем оперативно-диспетчерского персонала магистральных электросетей. Показано, что наиболее важными критериями решения ряда практических задач обучения, контроля знаний и тренажерной подготовки оперативно-диспетчерского персонала является время расчета режима и сходимость метода. Проверка эффективности предложенного метода выполнена на моделях основных энергосистем Украины. Результаты экспериментальных расчетов показали, что предложенный многоопорный метод является приемлемо быстрым, и, следовательно, может использоваться для расчета режимов крупных энергосистем в веб-ориентированных компьютерных тренажерах. Библ. 10, рис. 2.*

**Ключевые слова:** энергосистема, многоопорный метод, моделирование, виртуальные технологии, веб-ориентированные тренажерные системы.

## MESH ANALYSIS FOR COMPUTER-AIDED MODES SIMULATION

**O.Sanginova**<sup>1</sup>, **V. Gurieiev**<sup>2</sup>

<sup>1</sup>National Technical University of Ukraine Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute,

pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

e-mail: [sanginova@xtf.kpi.ua](mailto:sanginova@xtf.kpi.ua)

<sup>2</sup> Pukhov Institute for Modelling in Energy Engineering of the National Academy of Sciences of Ukraine,

General Naumov str., 15, Kiev, 03164, Ukraine,

e-mail: [viktor.gurieiev@infotec.ua](mailto:viktor.gurieiev@infotec.ua)

*The peculiarities of using the multi-reference mesh analysis for the large-scale energy systems a part of web-oriented training systems of operating and dispatching staff of the bulk electricity systems are considered. It is shown that the most important criteria for solving a number of practical tasks related to training, knowledge assessment and personnel training are the network calculation time and the method convergence. The verification of the proposed method is performed based on the models of the key Ukrainian power supply systems. The experimental calculation results showed that the suggested multi-reference mesh analysis is considered to be reasonably fast and, therefore, can be used to calculate the large-scale energy systems modes of web-based computer simulators. References 10, figures 2.*

**Keywords:** energy system, mesh analysis with many references nodes, simulation, virtual technologies, web-based training systems.

1. Badrzadeh B., Emin Z. The need for enhanced power system modelling techniques and simulation tools. *Cigre Science & Engineering*. Vol. No 17. February 2020 issue. Pp. 30–46.
2. Van Cutsem T., Hasse G., Moors C., Guillon S., Mailhot R. A new training simulator for improved voltage control of the Hydro-Quebec system. *Power Systems Conference and Exposition 2004. IEEE PES*. Pp. 366–371. Vol.1. 2004.
3. Afolabi O.A., Ali W.H., Cofie P., Fuller J., Obiomon P. and Kolawole E.S. Analysis of the Load Flow Problem in *Power System Planning Studies*. Energy and Power Engineering. 2015. No 7. Pp. 509–523.
4. Gurieiev V., Sanginova O. Distributed Simulation Environment of Modes for Full-Scale Mode Simulator for Ukrainian Energy Systems. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 5. Pp. 67–69. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.05.067>
5. Gurieiev V., Sanginova O. Simulation and study of modes for full-scale mode simulator for Ukrainian energy systems, Proc. 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kyiv, 7–11 June 2016. Pp. 1–4.
6. Saad Y. Iterative methods for sparse linear systems. 2nd ed. SIAM Society for Industrial & Applied Mathematics. 2003. 477 p.
7. Savyna N.S. Zlenko O.A. Matveeva T.A. Ahysheva D.K. SLAE solution by iterative methods and their advantages. *Sovremennyye naukoemkie tekhnologii*. 2014. No 5–2. Pp. 197–198. (Rus) URL: <http://www.top-technologies.ru/ru/article/view?id=34069> (accessed: 10.04.2020).
8. Balandyn M.Yu. Shuryina E.P. Methods for solving SLAE of large dimension. Novosibirsk: Izd-vo NHTU, 2000. 70 p. (Rus)
9. Kron H. The study of complex systems in parts - diakoptika . Per s anhl. M.: Nauka, 1972. (Rus)
10. Khepp Kh. Diakoptics and electrical circuits . Per s anhl. M.: Mir, 1974. (Rus)

Надійшла: 28.02.2020

Received: 28.02.2020

## ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ВЕУ НА ВЕЛИЧИНУ СТРУМУ МІЖФАЗНОГО КОРОТКОГО ЗАМИКАННЯ ЧЕРЕЗ ЕКРАНИ КАБЕЛІВ МЕРЕЖІ ВЕС НАПРУГОЮ 10–35 кВ

Р.О.Буйний<sup>1\*</sup>, канд.техн.наук, І.В. Діхтярук<sup>1\*\*</sup>, канд.техн.наук, А.В. Красножон<sup>1</sup>, канд.техн.наук, А.О.Квицинський<sup>2</sup>, канд.техн.наук

<sup>1</sup>Чернігівський національний технологічний університет,

вул. Шевченка, 95, Чернігів, 14035, Україна,

e-mail: [buinyroman@gmail.com](mailto:buinyroman@gmail.com),

<sup>2</sup>НПЦР ОЕС України НЕК «Укренерго»,

вул. Дорогожицька, 11/8, Київ, 04112, Україна

*Розглянуто принцип розрахунку струмів подвійного короткого замикання на землю на ділянці кабельної лінії електропередавання, що з'єднує два джерела електричної енергії, одним з яких може бути генератор або група генераторів вітрової електричної станції, а другим – енергосистема. Показано, що в екранах кабелів під час подвійного короткого замикання на землю, яке є розрахунковим видом замикання, за яким мають вибиратися перерізи екранів, буде спостерігатися накладання струмів від обох джерел. Це свідчить про необхідність обов'язкового врахування усіх джерел живлення під час розрахунку струму подвійного короткого замикання на землю з метою подальшого вибору перерізів екранів. Досліджено вплив параметрів електричної мережі на величину струму подвійного короткого замикання на землю та встановлено, що він вплив є незначним, окрім співвідношення надперехідних струмів трифазного короткого замикання з обох боків кабельної лінії. У випадку заземлення екранів кабелів з одного боку кабельної лінії весь струм подвійного короткого замикання на землю буде протікати через екран однієї жили, що викличе необхідність суттєвого збільшення перерізу екранів. Бібл. 5, рис. 4.*

**Ключові слова:** кабельна лінія, екран кабелю, струм подвійного короткого замикання на землю.

**Вступ.** Останнім часом в об'єднаній енергосистемі (ОЕС) України зростає кількість вітрових електростанцій (ВЕС). Це пов'язано з тим, що на державному рівні запроваджено так звані «зелені» тарифи на електричну енергію, вироблену електростанціями, що використовують поновлювані види енергоресурсів. Особливий інтерес у інвесторів викликають потужні ВЕС, які складаються з вітроенергетичних установок (ВЕУ) одиничної потужності 1,5-5,5 МВт. Такі ВЕУ зазвичай збираються у групи та приєднуються до шин 10-35 кВ підвищувальних підстанцій в ОЕС України, а кожна група складається з послідовно з'єднаних у мережу ВЕУ.

Для забезпечення максимально можливої генерації електричної енергії генератори ВЕУ розташовують на висоті понад 80 м за відстані між баштами понад 200 м, що вимагає значної території, здебільшого сільськогосподарського призначення. Для можливості використання території за своїм прямим призначенням ВЕУ мають з'єднуватися в мережу кабельними лініями (КЛ).

Вирішенню ряду проблем, пов'язаних з улаштуванням КЛ з ізоляцією зі зшитого поліетилену, присвячено багато робіт, зокрема [1-5], проте жодна з них не розглядає КЛ, що зв'язують декілька джерел електричної енергії.

**Мета статті.** Вирішення проблеми вибору перерізів екранів кабелів з ізоляцією зі зшитого поліетилену, які з'єднують потужні ВЕУ в мережі ВЕС та приєднують їх до енергосистеми.

**Основні матеріали дослідження.** Вибір перерізів жил кабелів з ізоляцією зі зшитого поліетилену та їх екранів має виконуватися відповідно до вимог діючих нормативних

документів. Зазвичай проблем з вибором перерізів жил кабелів, що з'єднують ВЕУ, не виникає. Проте під час вибору перерізу струмовідного екрана кабелю на напругу 10-35 кВ необхідно враховувати струм подвійного короткого замикання (КЗ) на землю, яке відбувається у двох місцях: 1) у з'єднувальній (кінцевій) муфті з одного боку ділянки КЛ (в одній фазі); 2) та з'єднувальній (кінцевій) муфті з іншого боку ділянки КЛ (в іншій фазі). Вихідна розрахункова однолінійна схема зі вказаними точками замикання на землю зображена на рис. 1, обидва джерела живлення представлено генераторами з нескінченно великими потужностями та внутрішніми опорами  $Z_{ki}$  та  $Z_{kj}$ , що еквівалентно

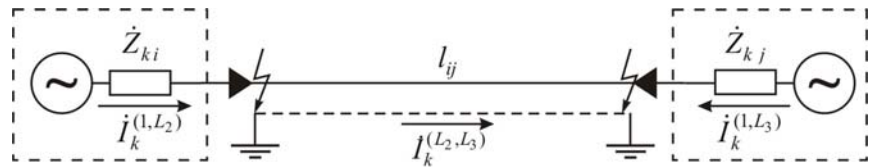


Рис. 1

представленню симетричними потужностями  $S''_{ki}$  та  $S''_{kj}$ , або струмами  $I''_{ki}$  та  $I''_{kj}$  трифазного КЗ. Замикання відбувається у фазі В зліва – струм від джерела  $I_k^{(1,L_2)}$ , та у

фазі С справа – струм від джерела  $I_k^{(1,L_3)}$ . Оскільки опір мідного екрана кабелю, що з'єднує ВЕУ, набагато менший, ніж сумарний опір розтікання двох заземлюючих пристроїв, то під час подальших міркувань прийнято, що увесь струм подвійного замикання  $I_k^{(L_2,L_3)}$  протікає через екран кабелю.

Внутрішні опори джерел живлення можуть бути розраховані за формулами:

$$\left. \begin{aligned} Z_{ki} &= \frac{c \cdot U_n}{\sqrt{3} I''_{ki}} = \sqrt{r_{ki}^2 + x_{ki}^2} = \sqrt{r_{ki}^2 + (n_i \cdot x_{ki})^2} = r_{ki} \cdot \sqrt{1 + n_i^2}; \\ Z_{kj} &= \frac{c \cdot U_n}{\sqrt{3} I''_{kj}} = \sqrt{r_{kj}^2 + x_{kj}^2} = \sqrt{r_{kj}^2 + (n_j \cdot x_{kj})^2} = r_{kj} \cdot \sqrt{1 + n_j^2}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

де  $c$  – коефіцієнт напруги (визначається відповідно до ДСТУ ІЕС 60909:2007);  $U_n$  – номінальна лінійна напруга;  $r_{ki}$ ,  $r_{kj}$ ,  $x_{ki}$ ,  $x_{kj}$  – еквівалентні активні та реактивні опори  $i$ -го та  $j$ -го джерел живлення;  $n_i$ ,  $n_j$  – співвідношення між реактивним та активним опорами еквівалентних джерел.

Величину струму подвійного КЗ на землю  $I_k^{(L_2,L_3)}$  (через екран кабелю) у схемі, зображеній на рис. 1, можна розрахувати методом контурних струмів, представивши її у вигляді, зображеному на рис. 2. КЛ на схемі представлена активним  $r_{ij}$  та індуктивним  $x_{ij}$  опорами жили та активним опором екрана  $r_{scrij}$ , а еквівалентні джерела мають симетричні синфазні фазні ЕРС прямої послідовності:  $E_{iL_1}$ ,  $E_{iL_2}$ ,  $E_{iL_3}$  та  $E_{jL_1}$ ,  $E_{jL_2}$ ,  $E_{jL_3}$ .

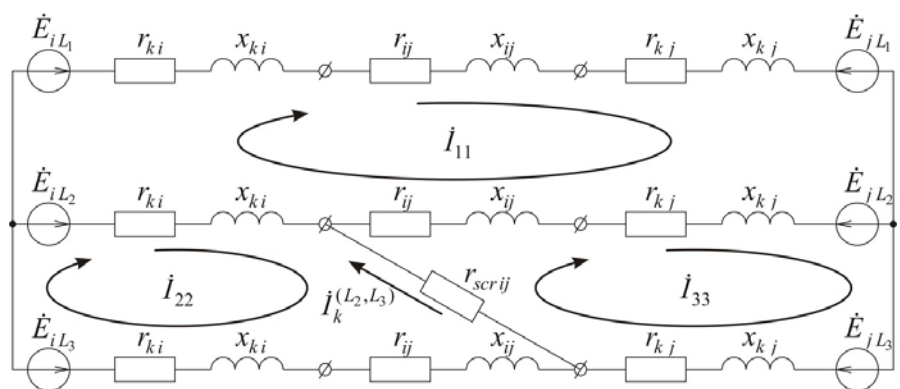


Рис. 2

Для спрощення подальших міркувань прийнято, що номінальні лінійні напруги джерел рівні  $U_{ni} = U_{nj} = U_n$ , тобто  $E_{iL_1} = E_{jL_1}$ ,  $E_{iL_2} = E_{jL_2}$ ,  $E_{iL_3} = E_{jL_3}$ .

Для вибору перерізу екрана кабелю необхідно знати величину струму подвійного КЗ на землю, а для розрахунку струму – опір (переріз) екрана, який ще не вибраний. Тому дану задачу можна розв'язати як мінімум за дві ітерації: 1) за мінімально можливого перерізу

екрана для вибраного раніше перерізу жили розраховується величина струму КЗ та вибирається необхідний переріз екрана; 2) за вибраним перерізом екрана розраховується уточнена величина струму КЗ та вибраний переріз перевіряється на термічну стійкість.

Опір екрана трижильних кабелів  $r_{scrij}$  визначається довжиною ділянки КЛ та погонним значенням опору, яке наводиться в каталогах заводів-виробників кабельної продукції. Для випадку застосування одножильних кабелів, у яких екрани заземлено з двох боків, як  $r_{scrij}$  у розрахункові формули слід підставляти еквівалентний опір трьох екранів кабелів, включених паралельно, тобто  $r_{scrij}/3$ .

Контурні струми  $I_{11}$ ,  $I_{22}$ , та  $I_{33}$ , зображені на рис. 2, можуть бути отримані як розв'язок системи рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} I_{11} \cdot 2 \cdot (Z_{ki} + Z_{kj} + Z_{ij}) - I_{22} \cdot Z_{ki} - I_{33} \cdot (Z_{kj} + Z_{ij}) &= E_{iL_1} - E_{iL_2} - E_{jL_1} + E_{jL_2}; \\ -I_{11} \cdot Z_{ki} + I_{22} \cdot (2 \cdot Z_{ki} + Z_{ij} + r_{scrij}) - I_{33} \cdot r_{scrij} &= E_{iL_2} - E_{iL_3}; \\ -I_{11} \cdot (Z_{kj} + Z_{ij}) - I_{22} \cdot r_{scrij} + I_{33} \cdot (2 \cdot Z_{kj} + Z_{ij} + r_{scrij}) &= -E_{jL_2} + E_{jL_3}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

а струм подвійного замикання на землю розрахований за формулою:

$$I_k^{(L_2, L_3)} = I_{33} - I_{22}. \quad (3)$$

Для випадку застосування одножильних кабелів, у яких екрани заземлені з обох боків, струм через екран одного кабелю буде дорівнювати:

$$I_{scrij} = \frac{I_k^{(L_2, L_3)}}{3}. \quad (4)$$

Для прикладу був розрахований струм подвійного замикання на землю через екрани трьох одножильних кабелів з ізоляцією зі зшитого поліетилену 1×400/35, довжиною 1 км ( $Z_{ij} = 0,033 + j0,046$  Ом,  $r_{scrij} = 0,223/3$  Ом). Прийнято, що ЕРС у однойменних фазах обох еквівалентних джерел живлення синфазні та складають  $35/\sqrt{3}$  кВ, а внутрішні опори джерел представлено тільки індуктивними опорами  $Z_{ki} = j1,622$  Ом і  $Z_{kj} = j8,3$  Ом. Підставивши величини параметрів кабелю і джерел у систему рівнянь (2), можна отримати:

$$\begin{cases} I_{11} = 0,02012 - j0,01328 \text{ кА}; \\ I_{22} = -10,61409 - j0,40050 \text{ кА}; \\ I_{33} = 2,11053 + j0,05431 \text{ кА}. \end{cases}$$

Згідно з (3) струм подвійного замикання на землю буде складати

$$I_k^{(L_2, L_3)} = 12,72462 + j0,45482 \text{ кА},$$

а його модуль –  $I_k^{(L_2, L_3)} = 12,73$  кА. Відповідно до (4) струм в екрані кожного кабелю КЛ буде складати 4,24 кА.

У разі неврахування одного з джерел під час розрахунку, зазвичай менш потужного, еквівалентний струм подвійного замикання на землю буде складати 10,63 кА, а струм через екран кожної фази – 3,54 кА, що менше за точне значення в 1,2 раза (за вихідних даних, наведених у прикладі).

З вищенаведеного випливає, що контурні струми, викликані еквівалентними джерелами з обох боків КЛ, будуть накладатися в екрані кабелю, що вказує на необхідність обов'язкового врахування другого джерела під час розрахунку струмів подвійного КЗ задля подальшого вибору екрана кабелів.

Отримані аналітично величини було перевірено шляхом моделювання в пакеті MATLAB Simulink. Для приведення моделі в MATLAB Simulink до прийнятого припущення про те, що весь струм подвійного замикання буде протікати через екран кабелю, опір їх заземлюючих пристроїв був прийнятий рівним 100 кОм (див. рис. 3).

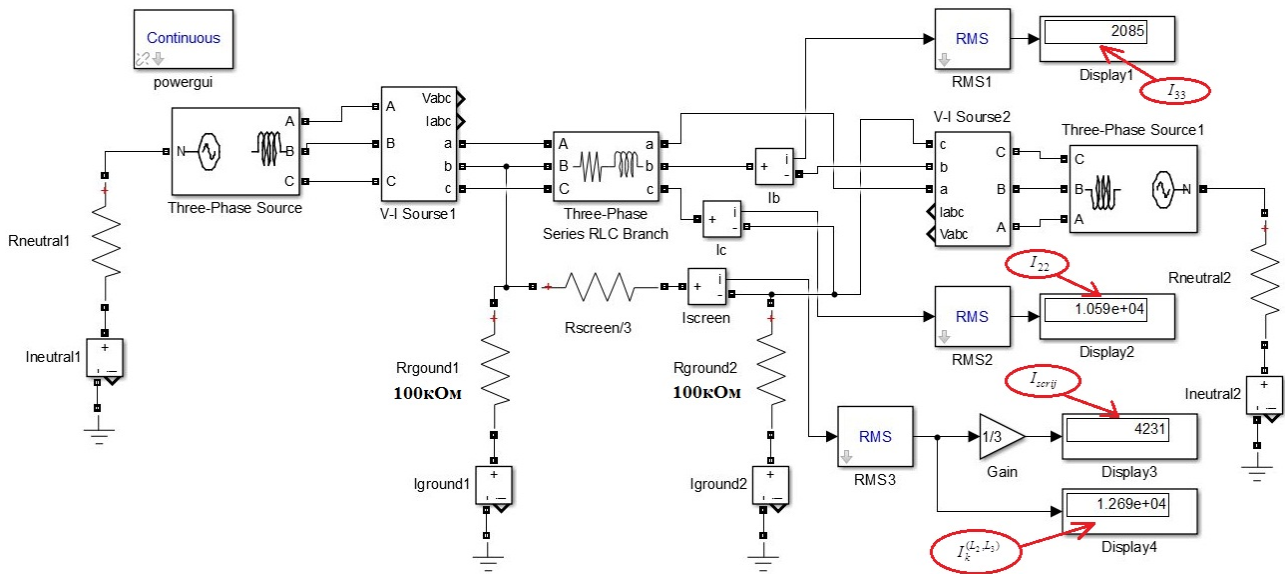


Рис. 3

З рис. 3 видно, що струм через екран кабелю майже співпадає з отриманим аналітично, що підтверджує адекватність запропонованого принципу аналітичного розрахунку струму подвійного КЗ через екран (екрани) кабелів.

Шляхом моделювання також була отримана величина струму через екран (екрани) кабелів у випадку, коли опір розтікання їх заземлюючих пристроїв складає 10 Ом – 4,216 кА. З вищезазначеного випливає, що величина струму подвійного замикання на землю практично не залежить від опорів заземлюючих пристроїв.

Оскільки розрахунок струмів подвійного КЗ на землю з урахуванням двох джерел живлення суттєво ускладнює розрахунки, проведено дослідження впливу параметрів електричної мережі на величини струмів, отриманих з урахуванням двох джерел живлення (з обох боків КЛ) і тільки одного – більш потужного.

Відносна похибка  $\delta$  між точним діючим значенням струму через екран кабелю  $I_{scr ij}$  та розрахованим наближено (без урахування менш потужного джерела)  $I'_{scr ij}$  буде визначатися:

$$\delta = \frac{I_{scr ij}}{I'_{scr ij}} \tag{5}$$

Величини струмів  $I_{scr ij}$  та  $I'_{scr ij}$  є функціями багатьох змінних, зокрема

$$\left. \begin{aligned} I_{scr ij} &= f(I''_{ki}, n_i, I''_{kj}, n_j, F, F_{scr}, l); \\ I'_{scr ij} &= f(I''_{ki}, n_i, F, F_{scr}, l), \end{aligned} \right\} \tag{6}$$

де  $F$ ,  $F_{scr}$  – перерізи жили та екрана кабелю відповідно;  $l$  – довжина ділянки КЛ між двома еквівалентними джерелами живлення.

Дослідження впливу параметрів електричної мережі на величину похибки  $\delta$  показали, що вона практично не залежить від перерізів жил та екранів кабелів, а також від співвідношення між реактивним та активним внутрішніми опорами основного джерела живлення та довжини ділянки КЛ.

Найбільший вплив на величину похибки  $\delta$  має співвідношення діючих симетричних струмів трифазного КЗ на шинах кожної із еквівалентних систем –  $I''_{ki}$  та  $I''_{kj}$ . Залежності такого виду зображено на рис. 4.

Аналіз діючих значень струмів трифазного КЗ на шинах 10-35кВ електричних мереж операторів систем передачі та систем розподілу в Україні, а також аналогічних струмів КЗ на шинах груп ВЕУ потенціально можливих ВЕС показав, що співвідношення струмів  $k$  може змінюватися в діапазоні від 3 до 10. За такої зміни відносна похибка розрахунку струму подвійного КЗ через екрани кабелів  $\delta_k$  буде змінюватися в діапазоні від 1,33 до 1,1 (рис. 4).

Аналіз вищенаведеного дає змогу зробити такі висновки:

1. Під час подвійних КЗ на землю в екранах кабелів на ділянках КЛ, які з'єднують два джерела електричної енергії, спостерігається накладання струмів від обох джерел. Це свідчить про необхідність урахування всіх джерел живлення під час розрахунку струму подвійного КЗ на землю для подальшого вибору перерізу екранів кабелів.

2. У випадку заземлення екранів кабелів з одного боку весь струм подвійного замикання на землю буде протікати через екран однієї жили, що викличе необхідність суттєвого збільшення перерізу екранів.

3. Для спрощення розрахунків величини струму подвійного КЗ на землю в КЛ мережі ВЕС дозволяється його розраховувати тільки від основного джерела (більш потужного) з подальшим його множенням на коригувальний коефіцієнт, що визначається співвідношенням надперехідних струмів трифазного КЗ з обох боків ділянки КЛ (див. рис. 4).

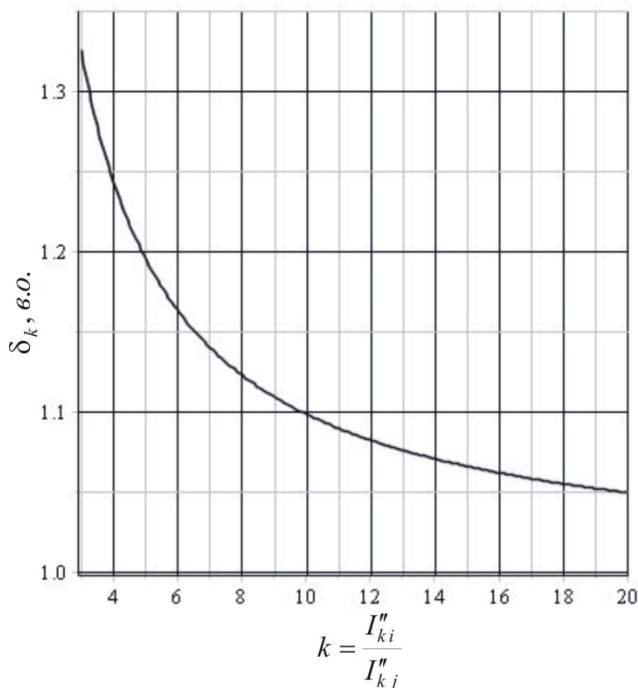


Рис. 4

1. Дмитриев М.В. Заземление экранов однофазных силовых кабелей 6–500 кВ. СПб.: Завод энергозащитных устройств, 2008. 54с.
2. Буйний Р.О., Зорін В.В., Квицинський А.О. Щодо визначення критичної довжини кабельної лінії електропередавання. Коментарі та зауваження до глави 2.3 ПУЕ. Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». 2010. №36. С.19–26.
3. Буйний Р.О., Зорін В.В., Квицинський А.О. Розрахунок теплового режиму кабельних ліній, виконаних одножильним кабелем з ізоляцією зі зшитого поліетилену. *Енергетика та електрифікація*. 2011. № 4. С.45–50.
4. Гринченко В.С., Ткаченко А.О., Гринченко Н.В. Повышение точности расчета токов в экранах кабелей при двустороннем замыкании трехфазной кабельной линии. *Електротехніка і електромеханіка*. 2017. № 2. С.39–42. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.2.06>
5. Розов В.Ю., Ткаченко А.О., Ерисов А.В., Гринченко В.С. Аналитический расчет магнитного поля трехфазных кабельных линий при двустороннем замыкании собственных экранов кабелей. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 2. С.13–18. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.013>

УДК 621.316.11

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВЭУ НА ВЕЛИЧИНУ ТОКА МЕЖФАЗНОГО КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ ЧЕРЕЗ ЭКРАНЫ КАБЕЛЕЙ СЕТИ ВЭС НАПРЯЖЕНИЕМ 10–35 кВ

Р.А. Буйный<sup>1</sup>, канд.техн.наук, И.В. Дихтярук<sup>1</sup>, канд.техн.наук, А.В. Красножон<sup>1</sup>, канд.техн.наук, А.А. Квицинский<sup>2</sup>, канд.техн.наук

<sup>1</sup>Черниговский национальный технологический университет, ул. Шевченка, 95, Чернигов, 14035, Украина, e-mail: [buinyroman@gmail.com](mailto:buinyroman@gmail.com),

<sup>2</sup>НПЦР ОЭС Украины НЭК «Укрэнерго», ул. Дорогожицкая, 11/8, Киев, 04112, Украина

*Рассмотрен принцип расчета токов двойного короткого замыкания на землю на участке кабельной линии электропередачи, соединяющей два источника электрической энергии, одним из которых может быть*

генератор или группа генераторов ветровой электрической станции, а вторым – энергосистема. Показано, что в экранах кабелей во время двойного короткого замыкания на землю, которое является расчетным видом замыкания, по которому должны выбираться сечения экранов, будет наблюдаться наложение токов от обоих источников. Это свидетельствует о необходимости обязательного учета всех источников питания при расчете тока двойного короткого замыкания на землю с целью дальнейшего выбора сечений экранов. Исследовано влияние параметров электрической сети на величину тока двойного короткого замыкания на землю и установлено, что их влияние незначительно, кроме соотношения сверхпереходных токов трехфазного короткого замыкания с обеих сторон кабельной линии. В случае заземления экранов кабелей с одной стороны кабельной линии весь ток двойного короткого замыкания на землю будет протекать через экран одной жилы, что повлечет за собой необходимость существенного увеличения сечения экранов. Библ. 5, рис. 4.

**Ключевые слова:** кабельная линия, экран кабеля, ток двойного короткого замыкания на землю.

## INFLUENCE OF WIND TURBINE GENERATOR ON THE SHORT-CIRCUIT CURRENT BETWEEN PHASES THROUGH CABLE SCREENS OF A WIND FARM IN 10-35 kV POWER NETWORKS

R.O.Buinyi<sup>1</sup>, I.V. Dihtyaruk<sup>1</sup>, A.V.Krasnozhan<sup>1</sup>, A.O.Kvytsynskyi<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Chernihiv National University of Technology,  
str. Shevchenka, 95, Chernihiv, 14035, Ukraine,  
e-mail: [buinyroman@gmail.com](mailto:buinyroman@gmail.com).

<sup>2</sup>Research & design center for development of the United Energy System of Ukraine PJSC NPC UKRENERGO,  
str. Dorohozhytska, 11/8, Kyiv, 04111, Ukraine

*Shown the principle for calculation of double-fault ground current on a branch of electric power network with two sources (one of the sources can be a wind electric plant while the other source can be a power line). In cable shields with double ground fault the currents will be from the two sources. Thus, all the sources should be taken into account for calculation the ground fault currents and selection of the cable's shield cross-section. Analyzed the influence of power network specifications on double-fault ground current and shown that such an influence is small, except the correspondence between subtransient currents of triple faults on both sides of the cable power line. In case of grounding the cable shields from one side of the power line, the full current of the double fault will flow through the single-core cable. So, it will require using cables with substantially larger cross-sections. It is found that the dissipation resistance of electric ground of cable shields does not significantly affect the double-fault ground current. References 5, figures 4.*

**Keywords:** cable power line, cable shield, double earth fault current.

1. Dmytryev M.V. Grounding of the shields of single-phase power cables with the voltage 6-500kV. SPb.: Zavod energozashitnyh ustrojstv, 2008. 54 p. (Rus)
2. Buinyi R.O., Zorin V.V., Kvytsynskyi A.O. About definition of critical length of a cable electric power line. Comments and remarks to chapter 2.3 of rules of electric installations. *Visnik Nacionalnogo tehnicnogo universitetu Harkivskij politehnicnij institut*. 2010. No 36. Pp.19–26. (Ukr)
3. Buinyi R.O., Zorin V.V., Kvytsynskyi A.O. Calculation of thermal mode of cable lines made by single-core cable with insulation from cross-linked polyethylene. *Energetika ta elektrifikaciya*. 2011. No 4. Pp.45–50. (Ukr)
4. Grinchenko V.S., Tkachenko A.O., Grinchenko N.V. Improving calculation accuracy of currents in cable shields at double-sided grounding of three-phase cable line. *Elektrotehnika i elektromehanika*. 2017. No 2. Pp.39–42. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.2.06> (Rus)
5. Rozov V.Yu., Tkachenko A.O., Erysov A.V., Hrynchenko V.S. Analytical calculation of magnetic field of three-phase cable lines with two-point bonded shields. *Tehnicna elektrodynamika*. 2017. No 2. Pp.13–18. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.013> (Rus)

Надійшла: 28.02.2020

Received: 28.02.2020

## ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.040>

### IMPROVING THE ENERGY EFFICIENCY OF SHIP ELECTRIC INSTALLATIONS BY USING ASYNCHRONOUS GENERATORS

L.V. Vishnevsky<sup>\*</sup>, M.Y. Mukha<sup>\*\*</sup>, A.O. Drankova<sup>\*\*\*</sup>

National University Odesa Maritime Academy,

str. Didrikhsona, 8, Odesa, 65029, Ukraine

e-mail: [leovikvish@gmail.com](mailto:leovikvish@gmail.com); [n.mukha52@gmail.com](mailto:n.mukha52@gmail.com); [drankova64@gmail.com](mailto:drankova64@gmail.com)

*The article considers one of the ways to increase the energy efficiency of marine autonomous power plants by using asynchronous generators with capacitor excitation instead of traditional generator sets with synchronous generators. A comparative analysis of transients of synchronous and asynchronous electrical installations for typical operating conditions, which showed the advantages of asynchronous generator sets (structural, energy, economic) and due to which they can be the main sources of electricity on board in the future. The graphs of the corresponding transients are given. References 10, figures 6.*

**Keywords:** electric power generation, synchronous and asynchronous generators, comparative energy efficiency analysis.

**Introduction.** Reducing operating costs, reducing energy costs per unit of cargo transportation, and reducing the number of emissions into the atmosphere is one of the main concerns of the shipping industry today. The requirement that vessels must obtain an international certificate of energy efficiency establishes new rules for managing the vessel's energy efficiency and ways to reduce energy consumption on water transport. Therefore, the development of an energy-efficient strategy for the operation of sea and river transport is a priority and relevant investigation, and the energy effectiveness of the vessel should be a part of the design and construction criteria for ships.

**Problem analysis.** At present in the shipboard energy flow "generation - consumption of electricity" the potential for improving energy efficiency is used only to a small extent. The specificity of improving energy efficiency in this complex is the significant saving of primary fuel resources by reducing power consumption.

In this regard, one of the ways to increase the energy efficiency of ships and reduce energy consumption is to develop methods for managing the flow of electric energy. Undesirable losses occur during the production, distribution, conversion, and use of electricity in the ship's autonomous electrical system. Besides, ship electricity consumers mainly have an active inductive load, that is, the total current of generators, transformers, and cable lines should be increased relative to the required active load by a value that is inversely proportional to the value of the power factor, which is proportional to the increase in the number of electricity consumers. Therefore, generating plants must provide additional reactive power, which, in turn, reduces their efficiency due to the increased fuel consumption of primary engines (diesel engines).

Thus, as mentioned earlier, one of the ways to increase energy efficiency of the ship's operation and reduce a power consumption along with improving the operation modes of the ship's propulsion and optimizing the operation of auxiliary equipment and mechanisms is a develop of managing methods of the shipboard electrical energy flows.

In our opinion, there are two ways to solve this problem. This determines two areas of research into this problem: 1) optimal control of the electrical energy flow at the stage of its generation and distribution; 2) optimization of energy flows at the consumption stage, i.e. at the stage of electromechanical electricity conversion.

A new solution to the scientific-applied problem [1] of increasing the energy efficiency of shipboard autonomous electric power systems using dynamically compensating reactive power in the load circuit as a function of changing the reactive conductivity of the loads made it possible to increase the speed, the accuracy of the process of reactive power compensation in transient operational modes of loads switching and voltage stability of an autonomous ship electrical system, and thereby reduce energy consumption and carbon dioxide emissions into the atmosphere by sea transport facilities.

The most significant energy-efficient solution in the design of new generation vessels is the ability to reduce the generated power (and, consequently, reduce the number of emissions into the atmosphere) of a ship power plant, which can operate with a power factor close to unity.

The use of condenser reactive power compensators as part of ship electric power systems facilitates the introduction of generator sets with asynchronous generators.

**The purpose of the work** is the scientific justification for the use of asynchronous generators in marine electrical installations to increase their energy efficiency instead of synchronous generators by comparing dynamic modes and energy indicators.

**Materials and results of the study.** Reliability and efficiency of energy sources in transport is a prerequisite. Traditionally, ship generators are used synchronous generators (SG), the production of which is well-established, and their design is optimized, [2-4]. An energy-efficient alternative to using SG in autonomous power plants is the widespread use of squirrel-cage asynchronous generators (AG) [5-7], which, for example, have practically replaced SG from wind power energy.

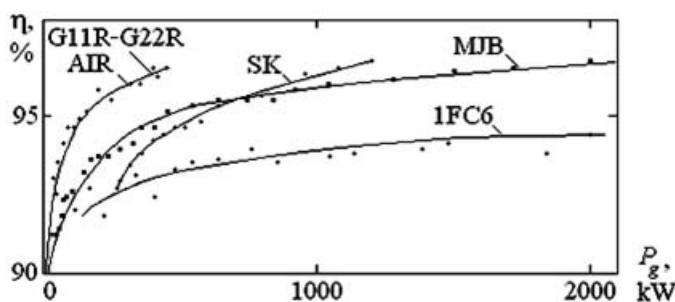


Fig. 1

Due to the simple design of the squirrel-cage rotor in the AG, the air gap and losses are significantly reduced, which made it possible to reduce the geometric dimensions of the rotor and the machine as a whole, to increase the working temperature of the rotor and increase its maximum rotation frequency, which extends the operational range of application of the asynchronous machines compared to synchronous.

With the same mechanical characteristics and degree of protection, the AG will have 1.4 times lower overall dimensions than SG with slip rings on the rotor, [8]. AG efficiency is about 2 % higher than SG of the same capacity, which makes its use more economical [1, 8]. For example, the annual savings from replacing a ship's synchronous generator with an asynchronous one with a capacity of 1 MW will be about 12 thousand dollars.

Fig. 1 shows the dependence of efficiency ( $\eta$ ) synchronous (SK, MJB, 1FC6) and asynchronous (G11R-G22R) generators produced by different manufacturers on their active power  $P_g$ , as well as asynchronous machines of the AIR series, [2-4, 9].

The main reason why AGs are not widely used in autonomous power plants is the technical need for the excitation and voltage regulation of AGs to use an additional source of reactive power - power capacitors. The reduction in the cost of capacitors and thyristors has currently stimulated the production of controlled reactive power compensation units and their widespread use in enterprises and transport. Technologically, such plants differ from AG excitation systems only in controllers [9].

AG and SG also differ significantly in the way of excitation and control of the generated voltage. In the SG excitation is carried out forcefully from the side of the rotor chains. Due to this, the speed of the electromagnetic processes of the generator due to the large inductance and the time

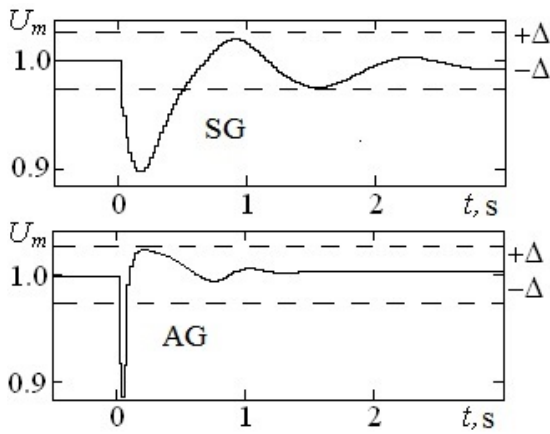


Fig. 2

deviation from the nominal. The load current and the capacitive excitation current flow through one stator circuit of the generator, which allows almost instantly to compensate for the response of the generator to the load with a capacitive current. The problem remains only in the quick measurement and selection of the optimal control law. Regulation of AG excitation along the stator circuit allows one to create high-speed and invariant voltage stabilization systems [1, 8, 9].

In Fig. 2. shows the transition process of voltage recovery SG and AG after switching on 50% of the rated load with a power factor of 0.8,  $\Delta = 0.02$ . If the voltage measurement and switching of capacitors is carried out during one period of the generated current, then the transition process of restoration of the AG voltage after switching the load ends in 2...3 periods, i.e. for 0.04...0.06 s. At the same time, the minimum time of the transition process in the SG is 0.5 s, [9].

The difference in the excitation systems of the SG and AG is reflected in the overload capacity of the generators and their response to short circuits. With double (and more) overload and limited excitation capacitance, the AG sharply reduces the voltage to zero, which does not occur in the SG during overload, therefore it needs protection against such emergency conditions. In the event of a short circuit, the capacitance of excitation capacitors is shunted, and the AG is quickly excited due to the small-time constants of the generator scattering circuits. Thus, the short circuit

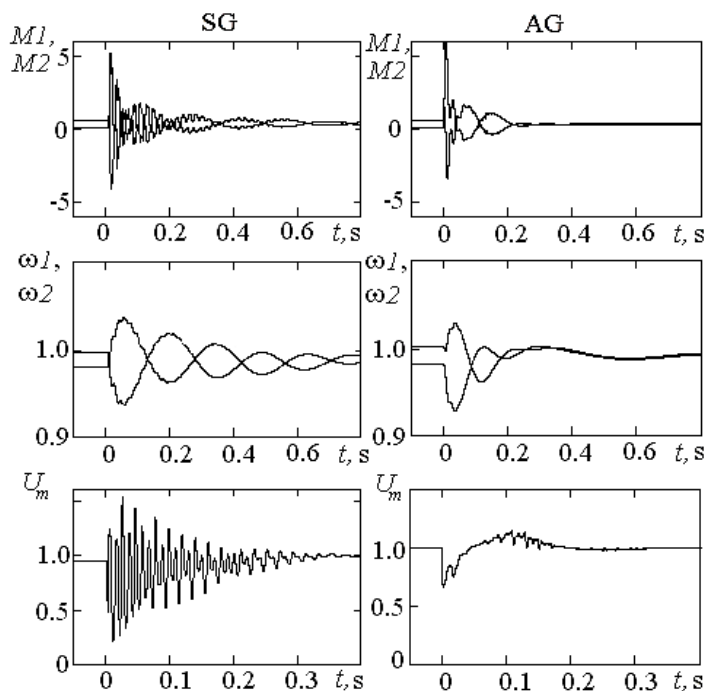


Fig. 3

mode for the AG is safe. Moreover, the selectivity of protection against short-circuit in a branched electric network, the AG should be provided for 2...3 periods of current, [9].

In AG, excitation is provided due to the oscillatory process of energy exchange between the inductance of the machine and the capacitance of excitation capacitors connected to the stator circuits of the AG. The AG voltage will depend on the magnetization curve of the machine, speed, load, and the value of the capacitive excitation current, [8, 9]. The AG excitation regulator changes the capacitive current of the capacitors depending on the voltage

constant of the field winding is significantly increased, and there is practically no fundamental possibility of increasing the speed of the SG. To increase the speed of the voltage regulation system, the SG regulator uses excitation force, the short-term value of the excitation voltage allows a value of 5...8 times the nominal value.

It should be noted that the limitation of the AG overload capacity is proportionally dependent on the magnitude of the capacitance of the excitation capacitors. If the generator is calculated for the nominal,  $\cos \phi = 0.8$  then it is possible to directly start an induction motor with power up to 30% of the generator power. If the capacitance of the AG excitation capacitors is not limited, it is possible to start the motor commensurate with the power generator, [1, 8].

Due to the filtering properties of the capacitors, the AG has a sinusoidal shape of the generated voltage curve with a low harmonic content [9], the symmetry of the

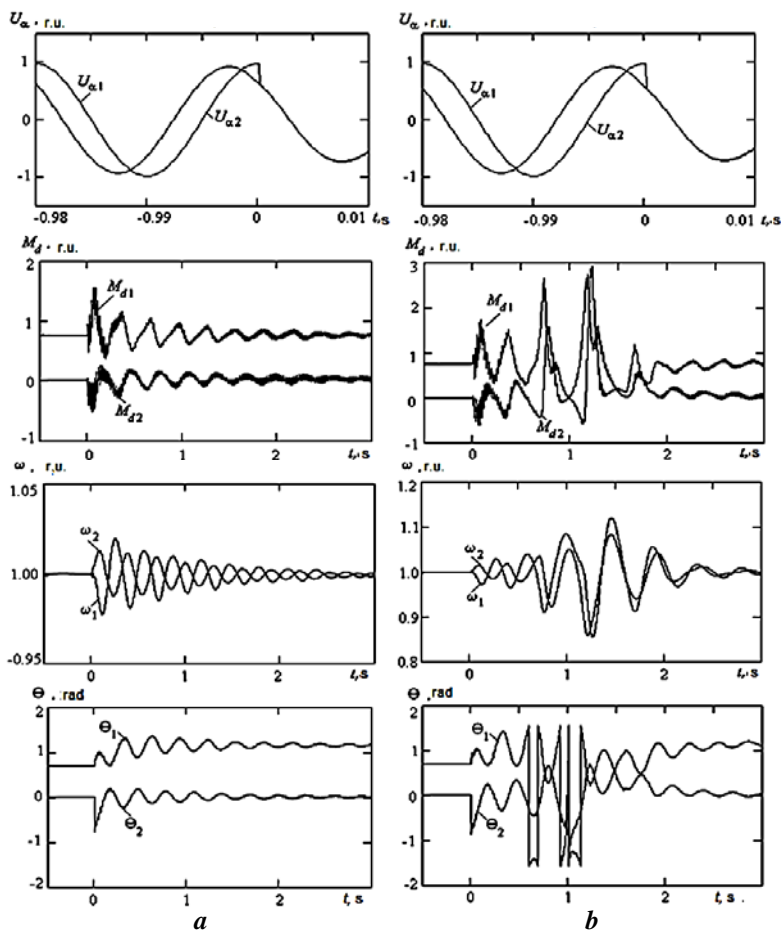


Fig. 4

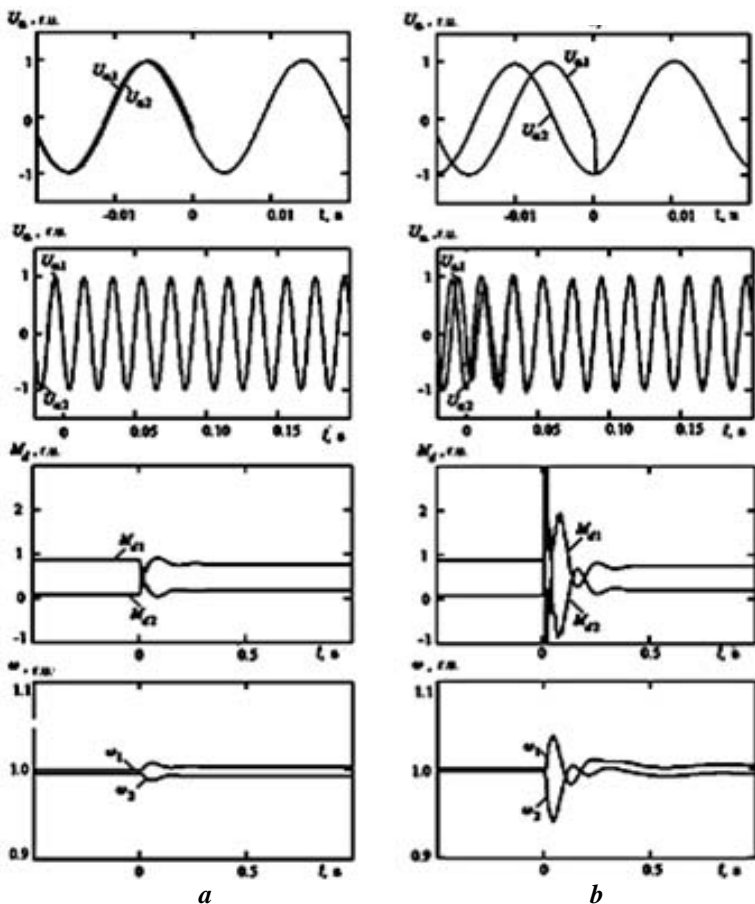


Fig. 5

three-phase voltage with an uneven load distribution [8].

The SG electromagnetic field vector is rigidly attached to the geometrical axis of the field coil. An increase in the load angle (between the field and the axis of the winding) by more than 180 degrees leads to an emergency mode of loss of synchronism. Especially dangerous is the “swinging rotor” mode of the SG when it is switched on for parallel operation and when the load is redistributed during parallel operation. In this case, loss of synchronism leads to a blackout, [10].

Unlike SG, the technological presence of the slip of the AG rotor relative to the field significantly increases the stability of the system of parallel running generators. At the same time, there are no restrictions on the number of generators operating in one network, which is confirmed by the experience of using AG in wind energy. The mode of turning AG on in parallel is not at all dangerous for generators, and if the phases do not coincide up to 90 degrees, the voltage drop does not exceed 30 %. At the same time, when the phase difference of the switched-on SGs is more than 60 degrees, the voltage drop exceeds 50 %, [1].

Fig. 3 showing the curves of transient synchronization processes: torques, rotational speeds, and the establishment of generator voltages with a phase difference of 90 degrees when switched. The synchronization torques  $M_1$ ,  $M_2$  reach 5 nominal values, and the frequencies  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  deviate by 5...7 %. The attenuation of the oscillations of the moments and frequencies with the inclusion in the parallel of the SG are continued 0.7 s, and for a similar inclusion of the AG, 0.2 s. The dynamic deviations of the modulus of the voltage vector  $U_m$  of the SG are + 50...-80 %, the process of voltage establishment

lasts 0.35 s. When the AG is switched on, the voltage is deflected by +20...-30 % within 0.2 s.

If a non-excited, rotating with a synchronous frequency, another AG is connected to the AG, then synchronization will occur with a twofold moment, with a frequency deviation of 3 % within 0.2 s, the voltage drop will be 50 % within 0.15 s.

In this work, computer modeling of the AG and the SG operating modes was carried out using the software package developed by the authors for the study of dynamic processes in standard operating modes under the general name ASGEN [1, 8]. Nominal data of the used generators: АИР355М4 AG type with a power of 250 kW, 1490 rpm, 400V, 95.2 % efficiency and SG type 2CH59 / 39-4, 250 kW power, voltage 400 V, 1500 rpm, efficiency 92.2 %, the mechanical time constant of the diesel drive of both generators is 1 second.

Fig. 4, 5 shows the results of computer studies of the processes of turning on asynchronous and synchronous diesel generators for parallel operation at different phase differences and the same rotational speeds [1, 10]. Fig. 4 *a* and *b* show the processes of switching on for parallel operation with close angles of the phase difference of the SG before switching on. In Fig. 4 *a* the SG synchronization process is shown when there is no loss of synchronism. With a slight increase in the angle of the phase difference of the generators (see Fig. 4 *b*), the generator drops out of synchronism. These two processes differ significantly in energy performance. The process in Fig. 4 *b* is unacceptable or emergency, the deviation of its frequency  $\Delta\omega$  and the dynamic moments  $M_d$  significantly exceed the similar process indicators in Fig. 4 *a*, [10].

A comparison of indicators of the processes of switching on synchronous (Fig. 4) and asynchronous (Fig. 5) diesel generators for parallel operation shows that the dynamic moment of synchronization  $M_d$  has a fundamentally different character.

For the AG in the worst case, it is close to the starting moment of the asynchronous machine, is 4 to 7 nominal values, but a short time is valid less than 0.1 seconds. The dynamic moment of synchronization decays in one period and the short duration of the moment does not lead to significant dips in the rotation frequency, as can be seen from Fig. 4, the maximum frequency of dynamic deviation of the rotational speed does not exceed 7 %, which is quite acceptable. When the SG is switched on for parallel operation, there is a range of phase difference values in which the generators fall out of synchronism, while the duration of the transient process and the failure of the rotation frequency sharply increase, see Fig. 4 *b* and *a*. The failure of the rotation speed reaches 15-17 %, and the synchronization process takes 2...5 seconds. The described advantages of AG provide their use as a means of improving the energy efficiency of autonomous electrical installations.

Fig. 6 shows an example of the use of asynchronous generators in a marine electric power plant: MSB, ESB, SB – main, emergency and local switchboard; ME, DE, EDE – main, auxiliary and emergency engine; EGB, AB – utilization and auxiliary boiler; T – turbine; TR – transformer; TC – thyristor converter; Cons – consumers of electricity; EG – emergency diesel generator; CB – block capacitors; AG – asynchronous generator; AM – asynchronous machine.

A significant difference between the proposed control structure of a multi-generator power plant is the method of the voltage regulating the distribution switchboards with one regulator of the capacitance of the exciting capacitors CB. In this case, the AG generating sets are connected to the common buses with their stator windings and receive the necessary excitation current automatically, depending on the active power generated by them. In this way, the problem of reactive

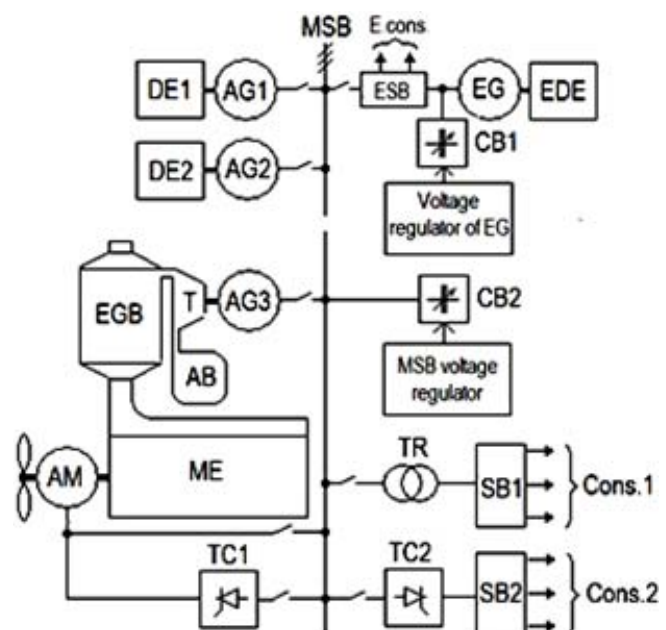


Fig. 6

power distribution between generators is solved, which for synchronous generators is solved by matching the excitation regulators of each SG with the tuning parameter.

A feature of the proposed circuit is that the stabilization of the AG voltage by the capacitive current CB simultaneously compensates for the reactive power of each consumer of alternating current.

Significantly better overall dimensions of modern capacitors can reduce the installed capacity of synchronous machines. That is, if a capacitor unit is added to the composition of a traditional marine power plant with SG, then the full rated current of generators and automatic machines can be reduced by about 20%.

On ships, to increase the energy efficiency of the main engine, heat recovery from exhaust gases by a waste boiler and a turbo-generator is used, as well as power take-off by a shaft generator, see Fig. 5. In modern ships, a reversible electric machine is installed on the shaft of the main engine, which will act as a generator or electric motor, depending on the operating mode of the main engine. The best solution, in our opinion, is to use an asynchronous short-circuited AM machine, see Fig. 5.

**Conclusions.** A comparative analysis of the transient processes of the SG electric power plant with the load changes shows that the voltage recovery time in the SG is almost an order of magnitude longer than in the AG. An AG installation with optimal adjustment parameters of the excitation controller makes it practically invariant to load.

Analysis of transient processes of the load switching and switching on parallel operation for SG and AG diesel generator sets confirms the advantage of AG in the speed of the voltage control channel with the same characteristics of the frequency control channel.

The use of capacitor installations for dynamic compensation of reactive power in marine autonomous electric power systems opens up the possibility, firstly, of increasing the speed of the voltage regulation channel for SG by regulating the reactive current of the stator circuit, and secondly, simplifying the implementation of AG, which, as shown by a comparative analysis of the modes of operation with traditional SG, have advantages (constructive, energy, economic) and due to which they can be in the future present the main source of electricity for the vessel.

1. Mukha M. Dynamic compensation of reactive power in ship-based autonomous electric power systems: Dr. tech. sci. diss.: 05.09.03. Lviv Polytechnic National University. Lviv. 2018. 404 p. (Ukr)
2. MJB. Data Sheets Three-phase Synchronous Generators. Power generation, 160 – 630 frame sizes Industrial application. Arzignano (VI), Italy: Marelli Motori S.p.A., 2013. 348 p.
3. Synchronous Alternators Sincro. SKM Brushless marine alternators. Terrey Hills, Australia, 2013. URL: <http://www.sincro.com.au> (Accessed: 03.02.2020)
4. Three-phase Asynchronous Generators. G11R - G22R. Langenhagen, Germany: VEM motors GmbH, 2015. 17 p.
5. Alyushin G.N., Toroptsev N.D. High frequency asynchronous generators. Fundamentals of theory and design. Moskva: Mashynostroenye, 1974. 352 p. (Rus)
6. Lishchenko A.I., Lesnik V.A., Farenyuk A.P. The mathematical model of an autonomous electrical installation with an asynchronous generator and an adjustable excitation system. *Tekhnicheskaya Electrodynamika*. Kiev, 1989. No 6. Pp. 81–88. (Rus)
7. Radin V., Vinokurov V. The use of asynchronous generators as autonomous alternating current sources. *Electrical Engineering*. 1967. Vol. 8. Pp. 17–20. (Rus)
8. Vishnevsky L. Theory, methods of calculation of control systems and operational modes of ship electrical installations with asynchronous generators: Dr. tech. sci. diss.: 05.09.03. Higher Marine Engineering Institute. St. Petersburg, Russia, 1991. 400 p. (Rus)
9. Vishnevsky L., Mukha M., Dao Min Kuan Voltage control of autonomous asynchronous generators. Odessa, Ukraine: NU OMA, 2016. 96 p. (Rus)
10. Vishnevsky L.V., Veretennik A.M., Mukha N.Y., Kozyrev I.P. Modelling the connection of synchronous generators to the ship network. *Electromashynobuduvannya ta elektroobladnannya*. Kiev: Teshnika. 2006. No 66. Pp. 201–204. (Rus)

УДК 621.313.332

**ПІВВИЩЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ СУДНОВИХ ЕЛЕКТРОСТАНЦІЙ ШЛЯХОМ ВИКОРИСТАННЯ АСИНХРОННИХ ГЕНЕРАТОРІВ**

**Л.В. Вишневський**, докт. техн. наук, **М.Й. Муха**, докт. техн. наук, **А.О. Дранкова**, канд. техн. наук

Національний університет «Одеська морська академія»,  
вул. Дідрихсона, 8, Одеса, 65029, Україна

*У статті розглядається один із способів підвищення енергоефективності судових автономних електростанцій шляхом використання асинхронних генераторів з конденсаторним збудженням замість традиційних генераторних установок з синхронними генераторами. Проведено порівняльний аналіз перехідних процесів синхронної й асинхронної електроустановок для типових експлуатаційних режимів, який показав переваги асинхронних генераторних установок (конструктивні, енергетичні, економічні), завдяки яким вони можуть стати в майбутньому основними джерелами електроенергії на судні. Наведено графіки відповідних перехідних процесів. Бібл. 10, рис. 6.*

**Ключові слова:** генерація електроенергії, синхронні та асинхронні генератори, порівняльний аналіз енергоефективності.

УДК 621.313.332

## ПОВЫШЕНИЕ ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТИ СУДОВЫХ ЭЛЕКТРОСТАНЦИЙ ПУТЕМ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АСИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

**Л.В. Вишнеvский**, докт. техн. наук, **Н.И. Муха**, докт. техн. наук, **А.О. Дранкова**, канд. техн. наук

Национальный университет «Одесская морская академия»,

ул. Дидрихсона, 8, Одесса, 65029, Украина

*В статье рассматривается один из способов повышения энергоэффективности судовых автономных электростанций посредством использования асинхронных генераторов с конденсаторным возбуждением вместо традиционных генераторных установок с синхронными генераторами. Проведен сравнительный анализ переходных процессов синхронной и асинхронной электроустановок для типовых эксплуатационных режимов, который показал преимущества асинхронных генераторных установок (конструктивные, энергетические, экономические), благодаря которым они могут стать в будущем основными источниками электроэнергии на судне. Приведены графики соответствующих переходных процессов. Библ. 10, рис. 6.*

**Ключевые слова:** генерация электроэнергии, синхронные и асинхронные генераторы, сравнительный анализ энергоэффективности.

1. Муха М. Динамічна компенсація реактивної потужності у судових автономних електроенергетичних системах: Дис. докт. техн. наук: Національний університет «Львівська політехніка». Львів. 2018. 404 с.
2. MJB. Data Sheets Three-phase Synchronous Generators. Power generation, 160 – 630 frame sizes Industrial application. Arzignano (VI), Italy: Marelli Motori S.p.A., 2013. 348 p.
3. Synchronous Alternators Sincro. SKM Brushless marine alternators. Terrey Hills, Australia, 2013. URL: <http://www.sincro.com.au> (Accessed: 03.02.2020)
4. Three-phase Asynchronous Generators. G11R - G22R. Langenhagen, Germany: VEM motors GmbH, 2015. 17 p.
5. Алюшин Г.Н., Торопцев Н.Д. Асинхронные генераторы повышенной частоты. Основы теории и проектирования. М.: Машиностроение, 1974. 352 с.
6. Лиценко А.И., Лесник В.А., Фаренюк А.П. Математическая модель автономной электроустановки с асинхронным генератором и регулируемой системой возбуждения. *Техническая электродинамика*. 1989. № 6. С. 81–88.
7. Радин В.И., Винокуров В.А. Применение асинхронных генераторов как автономных источников переменного тока. *Электротехника*. 1967. № 8. С. 17–20.
8. Вишнеvский Л.В. Теория, методы расчета систем управления и рабочие режимы судовых электроустановок с асинхронными генераторами: Дис. докт. техн. наук. Санкт-Петербург, 1991. 400 с.
9. Вишнеvский Л.В., Муха Н.И., Дао Минь Куан. Управление напряжением автономных асинхронных генераторных установок. Одесса: НУ «ОМА», 2016. 196 с.
10. Вишнеvский Л.В., Веретенник А.М., Муха Н.И., Козырев И.П. Моделирование включения синхронных генераторов в судовую сеть. *Електромашинобудування та електрообладнання*. Киев: Техніка, 2006. № 66. С. 201–204.

Надійшла: 28.02.2020

Received: 28.02.2020

## ОПТИМІЗАЦІЯ ЕНЕРГОДИНАМІЧНИХ ПРОЦЕСІВ В СИСТЕМАХ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ КВАДРОКОПТЕРА

Ю.О. Денисов\* , докт. техн. наук, В.П. Войтенко\*\*, канд. техн. наук, О.М. Городній\*\*\*, канд. техн. наук, А.В. Димерець\*\*\*\*

Чернігівський національний технологічний університет,  
вул. Шевченка, 95, Чернігів, 14035, Україна  
e-mail: den71ltd@gmail.com

З метою економного витрачання енергоресурсу акумулятора для живлення системи стабілізації польоту квадрокоптера запропоновано оптимізувати процес споживання струму електроприводами несучих гвинтів, які виконано на основі безколекторних двигунів постійного струму. Їх живлення здійснюється від автономних інверторів напруги. Бібл. 10, рис. 6.

**Ключові слова:** квадрокоптер, безколекторний двигун постійного струму, споживаний струм, оптимізація.

**Вступ.** Квадрокоптер – безпілотний літальний апарат (БПЛА) [1]. Існує актуальна проблема підвищення часу польоту квадрокоптера за обмеженої ємності акумулятора. На енергодинамічні процеси в електроприводах на основі безколекторних двигунів постійного струму (БДПС) впливають пульсації його проти-е.р.с. та струму [2], [3]. За умови, що відомі параметри пульсацій, моделі силових перетворювачів та БДПС, можна розрахувати втрати потужності [4] – [8]. Метою дослідження є зменшення пульсацій проти-е.р.с. та струму засобами управління процесами в контурі струму. У відомих аналогічних системах цього досягти неможливо, тому що в них відсутні контури струму [9]. Пропонується в систему включити контур струму з регулятором, налаштованим на процеси кінцевої тривалості з компенсацією проти-е.р.с. та стабілізацією темпу зміни струму акумулятора, що дасть змогу підвищити енергодинамічні показники системи електроприводу гвинтів квадрокоптера та збільшити час його польоту за обмеженої ємності акумулятора.

### Функціональна схема системи управління польотом квадрокоптера.

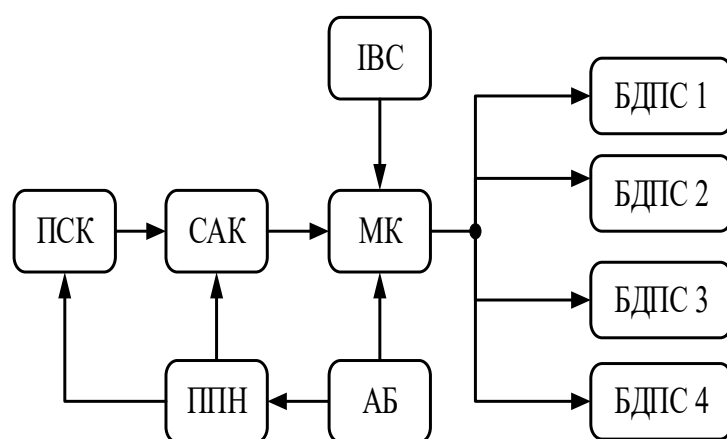


Рис. 1

Схема зображена на рис. 1, де: ПСК – приймач сигналу керування; САК – система автоматичного керування автономного інвертора (АІН) з ШІМ за законом синуса; МК – модуль керування режимами роботи; БДПС1 – БДПС4 для стабілізації і навігації польоту квадрокоптера; ППН – перетворювач постійної напруги, що живить блоки ПСК, САК; АБ – акумуляторна батарея; ІВС – інерційно-вимірювальна система, призначена для формування сигналів поточних значень швидкості і кутів для відповідної осі обертання.

Електроприводи кожної осі обертання виконано за аналогічними схемами з контурами струму. Аналіз процесів у одному з них надано нижче.

**Структурна схема контуру струму** зображена на рис. 2, де:

$K_{q1}(p) = 1 / R \cdot (pT_E + 1)$ ;  $K_{q2}(p) = R / pT_M$ ;  $K_{q3}(p) = 1 / C_{EB}$ , де  $T_E = L / R$ ,  $T_M = J \cdot R / (C_{EB} \cdot C_{ME})$  –

електрична і електромеханічна сталі. Ланка з передавальною функцією  $K_{HC}(p) = 1 / (pT_K + 1)$  враховує наявність у контурі струму некомпенсованої постійної  $T_K$ ;  $C_{EB}, C_{MB}$  – постійні проти-е.р.с. та моменту.

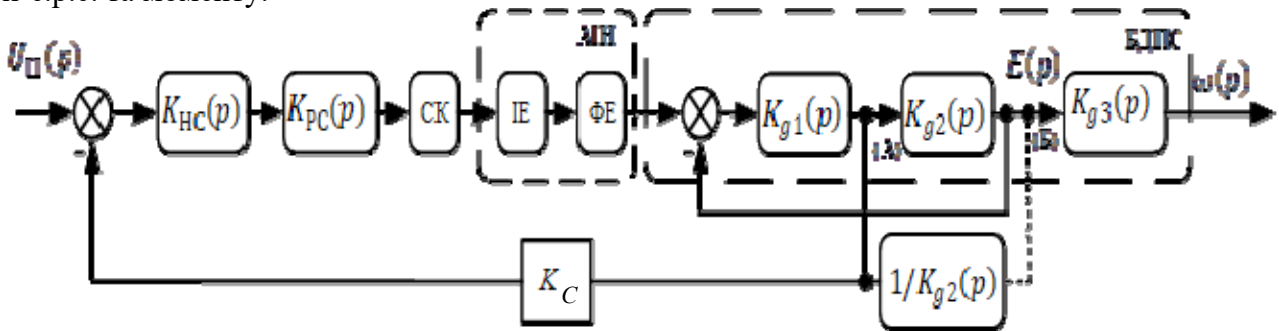


Рис. 2

На структурній схемі (рис. 2) автономний інвертор напруги (АІН) показано імпульсним елементом з одиничним коефіцієнтом підсилення і формуючим елементом – фіксатором нульового порядку. Таке представлення АІН з синусоїдальним законом ШІМ як ланки системи регулювання обґрунтовано в роботі [10].

Передавальна функція наведеної неперервної частини контуру струму:

$$K_{ПНЧ}(p) = K_{HC}(p) \cdot K_{PC}(p) K_{CV} K_{q1}(p) K_C K_{\Phi E}(p),$$

що впливає з рис. 1, де  $K_{PC}(p) = R(pT_E + 1) / pT_T K_{CV} K_C$  – передавальна функція ПІ-регулятора,  $K_{\Phi E}(p) = 1 - e^{-pT} / p$  – передаточна функція формуючого елемента,  $K_{CV}(p) = K(S1)$  – коефіцієнт підсилення амплітуди функції Уолша *Salit* у процесі синусоїдальної ШІМ,  $T$  – період вихідної напруги АІН [10]. У результаті отримуємо:

$$K_{ПНЧ}(p) = (1 - e^{-pT}) / p^2 T_T (pT_K + 1), \quad (1)$$

де  $T_T$  – постійна інтегрування регулятора контуру струму.

Знайдемо передатну функцію наведеної неперервної частини контуру струму з урахуванням проти-е.р.с. електродвигуна, для чого точку А – зняття струму – перенесемо в точку Б, що показано пунктиром на рис. 1. Передавальна функція електродвигуна:

$$K_q(p) = 1 / p^2 T_E T_M + pT_M + 1.$$

Зважаючи на це:

$$K_{ПНЧ}(p) = K_{CV} \frac{(1 - e^{-pT})}{p} \frac{K_{PC}(p) K_C p T_M}{R(p^2 T_M T_T + pT_M + 1)(pT_K + 1)}. \quad (2)$$

Порівнюючи (1), (2) отримуємо передавальну функцію регулятора контуру струму, що дає змогу компенсувати проти-е.р.с. електродвигуна:

$$K_{PC}(p) = R(p^2 T_M T_E + pT_M + 1) / p^2 T_M T_T K_{CV} K_C. \quad (3)$$

Оптимізуємо контур струму за швидкодією за наявності в його структурі компенсуючого регулятора (3). У цьому випадку передавальна функція наведеної неперервної частини контуру струму повторює (1). Для відносного комплексного змінного  $q = pT$  маємо:

$$K_{ПНЧ}(q) = K_o (1 - e^{-q}) / p^2 (q + \beta), \quad (4)$$

де  $K_o = T^2 / T_T T_K$ ,  $\beta = T / T_K$ .

Піддаючи (4) модифікованому Z-перетворенню, отримуємо дискретну передавальну функцію розімкнутого контуру струму:

$$W_{PC}^*(Z, \varepsilon) = K_o \frac{(A_1 \varepsilon + A_2)(Z - 1)(Z - e^{-\beta}) + A_3 e^{-\beta \varepsilon} (Z - 1)^2 + A_1 (Z - e^{-\beta})}{(Z - 1)(Z - e^{-\beta})}, \quad (5)$$

де  $0 \leq \varepsilon \leq 1$ ,  $A_1 = \frac{1}{\beta}$ ,  $A_2 = -\frac{1}{\beta^2}$ ,  $A_3 = \frac{1}{\beta^2}$

Для моменту спрацювання імпульсного елемента дискретна передавальна функція ро-

зімкнутого контуру струму з урахуванням (5) призводить до:

$$W_{pc}^*(Z,0) = K_0(ZK_1 + K_2)/(Z-1)(Z - e^{-\beta}), \quad (6)$$

де  $K_1 = A_1 - A_3(1 - e^{-\beta})$ ,  $K_2 = A_3(1 - e^{-\beta}) - A_1e^{-\beta}$ .

Дискретна передавальна функція замкнутого контуру струму для моменту спрацьовування імпульсного елемента:

$$W_{pc}^*(Z,0) = W_{pc}^*(Z,0)/1 + W_{pc}^*(Z,0). \quad (7)$$

Процес у контурі струму можна закінчити за два періоди вихідної напруги АІН, якщо  $-1 - e^{-\beta} + K_0K_1 = 0$ ,  $e^{-\beta} + K_0K_1 = 0$ , звідки  $K_0 = 1/(K_1 + K_2) = \beta/(1 - e^{-\beta})$ . (8)

Дискретна передавальна функція замкнутого контуру струму для поточних значень параметра зміщення решітчастої функції  $W_{zc}^*(Z,\varepsilon) = W_p^*(Z,\varepsilon)/1 + W_p^*(Z,0)$ ,  $0 \leq \varepsilon \leq 1$ .

За виконання умови кінцевої тривалості процесу з урахуванням (5) отримуємо:

$$W_{zc}^*(Z,-0) = K_0 \frac{b_2(\varepsilon)Z^2 + b_1(\varepsilon)Z + b_0(\varepsilon)}{Z^2}, 0 \leq \varepsilon \leq 1,$$

де  $b_0(\varepsilon) = A_1e^{-\beta}(\varepsilon - 1) + A_2(e^{-\beta} - e^{-\beta\varepsilon})$ ;  $b_1(\varepsilon) = A_1[1 - \varepsilon(1 + e^{-\beta}) - A_2(1 - e^{-\beta}) - 2A_3e^{-\beta\varepsilon}]$ ;  
 $b_2(\varepsilon) = A_1\varepsilon + A_2(1 - e^{-\beta\varepsilon})$

Z-зображення перехідної характеристики замкнутого контуру струму:

$$H^*[Z,\varepsilon] = \frac{Z}{Z-1} W_{zc}^*(Z,\varepsilon), 0 \leq \varepsilon \leq 1.$$

Оригінал перехідної характеристики:

$$H^*[Z,\varepsilon] = K_0 \{b_2(\varepsilon)[n-0,\varepsilon] + [b_2(\varepsilon) + b_1(\varepsilon)][n-1,\varepsilon] + [b_2(\varepsilon) + b_1(\varepsilon) + b_0(\varepsilon)][n-2,\varepsilon]\},$$

де  $n = 0, 1, 2, \dots$  – номер періоду гратчастої функції, Перша різниця якої на нульовому періоді

$$\Delta H_0^*[\beta] = H^*[0,1] - H^*[0,0] = \frac{\beta - 1 + e^{-\beta}}{\beta(1 - e^{-\beta})},$$

і, відповідно, на першому періоді  $\Delta H_1^*[\beta] = H^*[1,1] - H^*[1,0] = \frac{1 - e^{-\beta}(1 + \beta)}{\beta(1 - e^{-\beta})}$ .

Для збільшення часу використання енергетичного ресурсу акумулятора квадрокоптера темп споживаного його струму повинен бути постійним, без помітних стрибків. Цій умові відповідає рівність перших різниць гратчастої функції перехідної характеристики контуру струму, що приводить до рівняння:  $\beta + e^{-\beta}(2 + \beta) = 2$ , рішення якого відповідає  $\beta \rightarrow 1$ . Таким чином, постійний темп напруги струму, споживаного від акумулятора, можна забезпечити, якщо некомпенсована постійна контуру струму буде дорівнювати періоду частоти вихідної напруги АІН.

**Реалізація компенсуючого регулятора контуру струму.** Представимо (3) у вигляді такої суми:

$$K_{pc}(p) = K_p \left( 1 + \frac{1}{pT_M} + \frac{1}{p^2T_E T_M} \right), \text{ де } K_p = RT_E / T_T K_{cy} K_C.$$

Переходячи до відносного комплексного змінного  $q = pT$ , отримуємо:

$$K_{pc}(q) = \left( 1 + \frac{\bar{T}_M}{q} + \frac{\bar{T}_M \bar{T}_E}{q^2} \right), \text{ де } \bar{T} = T/T_M, \bar{T}_E = T/T_E.$$

Дискретна передавальна функція регулятора контуру струму:

$$W_{pc}^*(Z,\varepsilon) = Z_M \{K_{pc}(q)\} = K_p \frac{Z^2(1 + \bar{T}_M + \bar{T}_M \bar{T}_E \varepsilon) + Z(\bar{T}_E - \bar{T}_M - 2) + 1 - \bar{T}_M \bar{T}_E \varepsilon}{Z^2 - 2Z + 1}, 0 \leq \varepsilon \leq 1. \quad (9)$$

Поділивши чисельник і знаменник (9) на  $Z$ , для моменту спрацьовування імпульсного елемента ( $\varepsilon = 0$ ) отримуємо:

$$W^*_{pc}(Z,0) = \frac{\mu_0 + Z^{-1}\mu_1 + Z^{-2}\mu_2}{1 + b_1Z^{-1} + b_2Z^{-2}} = \frac{\Delta U^*_{вих}(Z,0)}{\Delta U^*_{вх}(Z,0)}, \tag{10}$$

де  $\mu_0 = K_p(1 + \overline{T}_M)$ ,  $\mu_1 = -K_p(2 + \overline{T}_M - \overline{T}_E)$ ,  $\mu_2 = K_p$ ,  $b_1 = -2$ ,  $b_2 = 1$ .

З (10) отримуємо Z-зображення кінцево-різницевого рівняння:

$$\Delta U^*_{вих}(Z,0) = \Delta U^*_{вх}[Z,0] \cdot (\mu_0 + Z^{-1}\mu_1 + Z^{-2}\mu_2) - \Delta U^*_{вих}[Z,0] \cdot (b_1Z^{-1} + b_2Z^{-2}).$$

Йому відповідає оригінал:

$$\Delta U^*_{вих}[n,0] = \sum_{K=0}^2 \Delta U^*_{вх}[n-K,0] \cdot \mu_K - \sum_{K=1}^2 \Delta U^*_{вих}[n-K,0] b_K. \tag{11}$$

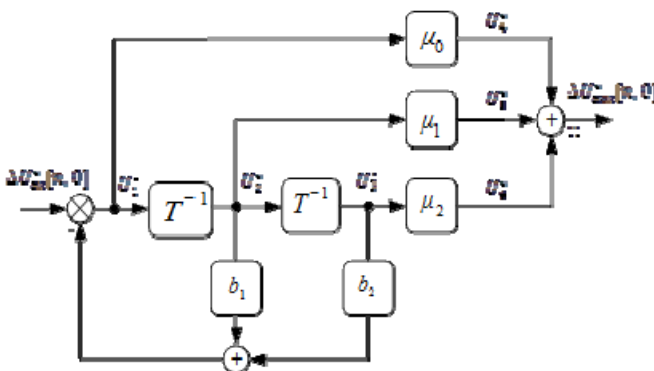


Рис. 3

Розв'язання різницевого рівняння (11) здійснює цифровий рекурсивний фільтр з нескінченною пам'яттю, структурна схема якого зображена на рис.3.

З використанням пакету MATLAB Simulink досліджено процеси в моделі (рис. 4) контуру струму системи приводу квадрокоптера з двигуном DB59C024035-A. Регулятори контуру струму задіяно в блоці Current Controller. Реакція струму акумулятора на зміну моменту навантаження для ПІ-регулятора показана на рис. 5, а, а спектр струму БДПС – на рис. 5, б.

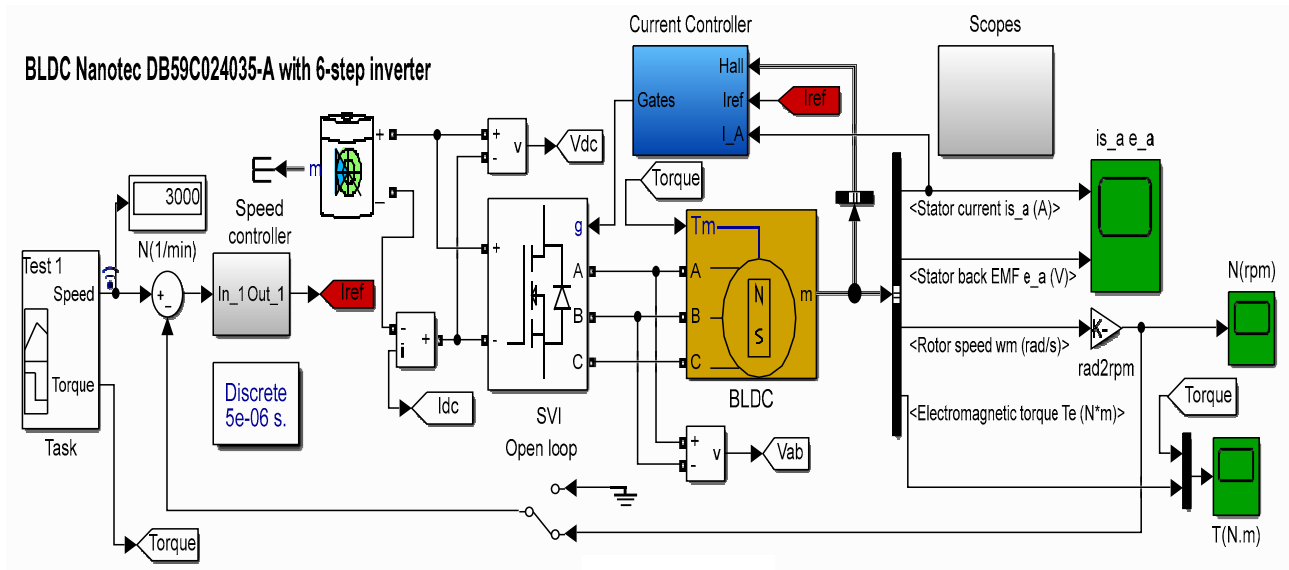
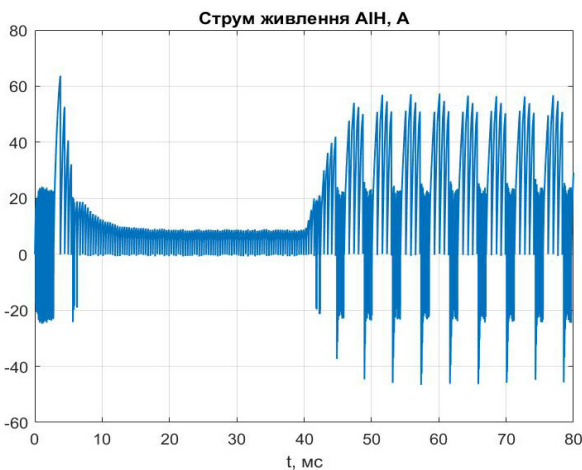
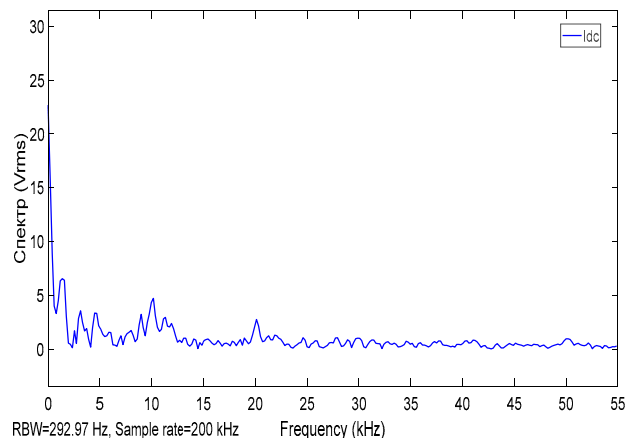


Рис.4



а



б

Рис. 5

Аналогічні діаграми для випадку включення в контур струму компенсуючого регулятора наведено на рис. 6, а, б. Вони свідчать про покращення темпу зміни струму акумулятора та зменшення амплітуд вищих гармонік у спектрі струму, наслідком чого є покращення енергетичних показників.

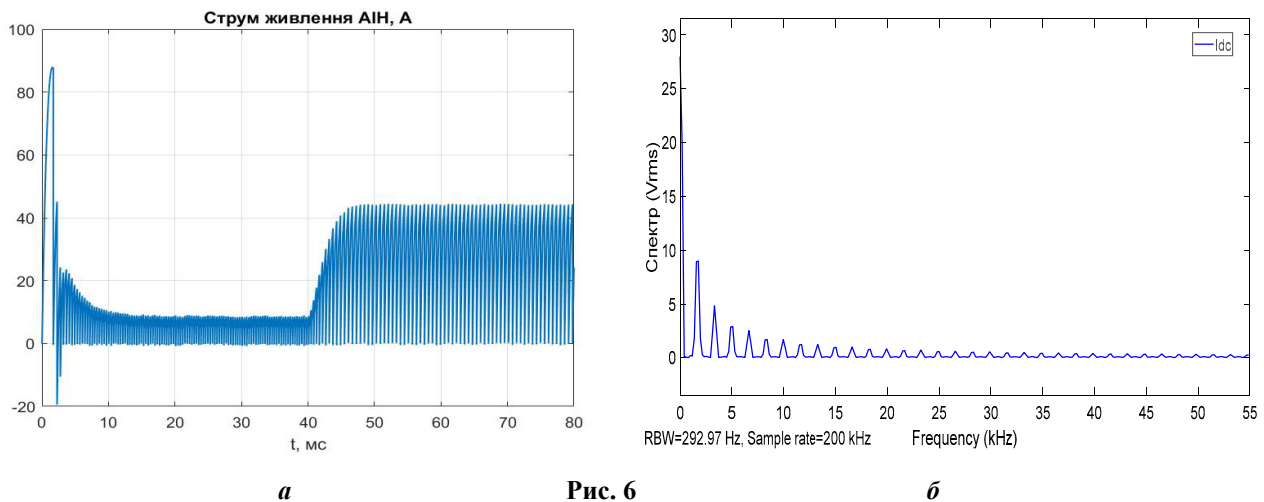


Рис. 6

**Висновок.** Отримано передавальну функцію контуру струму з налаштуванням на процес кінцевої тривалості, яка дає змогу зменшити втрати потужності в БДПС та збільшити час використання енергетичного ресурсу квадрокоптера.

1. Денисов Ю.О., Шаповалов О.Л., Серета О.В., Куц Є.В. Оптимізація енергодинамічних процесів у системі керування приводом стабілізації польоту безпілотної літальної апаратури. *Технічні науки та технології: сб.наук. праць Чернігівського нац. технологічного ун-ту*. 2018. №3 (13). С.187–193.
2. Башинський В.Г., Денисов О.І., Бурсала О.Л., Бурсала О.О., Шаповалов О.Л. Пристрій управління автономним інвертором напруги з синусоїдальним законом широтно-імпульсної модуляції, інваріантним до помилки системи запуску авіадвигуна. *Системи озброєння і військова техніка*. 2019. № 1(57). С. 7–14.
3. Башинский В.Г., Шаповалов О.Л., Денисов А.И., Бурсала Е.А., Бурсала А.Л. Влияние пульсаций бесколлекторного двигателя постоянного тока на процесс управления запуском газотурбинного двигателя вертолета. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 2. С. 56–66.
4. Сандлер А.С., Сарбатов Р.С. Автоматическое частотное управление асинхронными двигателями. М.: Энергия, 1974. 328 с.
5. Волков И.В., Исаков В.Н. Электроприводы со стабилизированным током в силовых цепях. М.: Радио и связь, 1991. 215 с.
6. Акинин К.П. Релейно-векторная система управления бесконтактными двигателями с постоянными магнитами с датчиком тока в звене постоянного тока. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 3. С. 52–55.
7. Tereshchenko T., Yamnenko J. Amplitude PWM with Increased Factor of Source Voltage Use. Proc. 57th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON). 13–14 October 2016. Pp. 255–258.
8. Singh B., Singh S. Single-phase Power Factor Controller Topologies for Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives. *IET Power Electronic*. 2010. Vol. 3. No 2. Pp. 147–175.
9. Шилов Е.К. Разработка систем автоматического управления беспилотным летательным аппаратом мультироторного типа. *Труды МФТИ*. Москва, 2014. Т. 6, №4. С.139–151.
10. Денисов А.И., Зволинский В.М., Руденко Ю.В. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации. Киев: Наукова думка, 1997. 250с.

## ОПТИМИЗАЦИЯ ЭНЕРГОДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ КВАДРОКОПТЕРА

Ю.А. Денисов, докт. техн. наук, В.П. Войтенко, канд. техн. наук, А.Н. Городний, канд. техн. наук, А.В. Дымерец

Черниговский национальный технологический университет,  
ул. Шевченко 95, Чернигов, 14035, Украина.

e-mail: den71ltd@gmail.com

С целью экономного расходования энергоресурса аккумулятора для питания системы стабилизации полета

квадрокоптера предложено оптимизировать процесс потребления тока электроприводами несущих винтов, которые выполнены на основе бесколлекторных двигателей постоянного тока. Их питание осуществляется от автономных инверторов напряжения. Библ. 10, рис. 6.

**Ключевые слова:** квадрокоптер, бесколлекторный двигатель постоянного тока, потребляемый ток, оптимизация.

## OPTIMIZATION OF ENERGY-DYNAMIC PROCESSES IN QUADROCOPTER ELECTRIC DRIVE SYSTEMS

**Yu. Denisov, V. Voytenko, A. Gorodny, A. Dymerecs**

Chernihiv National University of Technology,  
Shevchenka str., 95, Chernihiv, 14035, Ukraine,  
e-mail: den71ltd@gmail.com

*In order to save energy consumption of the battery for powering the quadcopter flight stabilization system, it is proposed to optimize the process of current consumption by rotor electric drives, which are based on brushless DC motors. They are powered by autonomous voltage inverters. References 10, figures 6.*

**Key words:** quadcopter, brushless DC motor, current consumption, optimization.

1. Denisov Yu., Shapovalov O., Sereda O., Kuts Ye. Optimization of energy dynamical processes in the control system of the drive for stabilizing the flight of the unmanned aerial vehicle. *Tekhnichni nauky ta tekhnolohii*. 2018. No 3 (13). Pp. 187–193. (Ukr)
2. Bashynskiy V.H., Denysov O.I., Bursala O.L., Bursala O.O., Shapovalov O.L. Device for controlling autonomous voltage inverter with sinusoidal law of pulse-width modulation, invariant to system engine start error. *Systemy ozbroiennia i viiskova tekhnika*, 2019. No. 1 (57). Pp. 7–14.
3. Bashynskiy V., Shapovalov O., Denisov A., Bursala O., Bursala A. Influence of pulsations of the flexible dc motor on the management process of starting the gas turbine motor helicopter. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2020. No 2. Pp. 56–66. (Rus).
4. Sandler A., Sarbatov R. Automatic frequency control of asynchronous motors. Moscow: Energy. 1974. 328 p. (Rus)
5. Volkov I., Isakov V. Electric drives with stabilized current in power circuits. Moscow: Radio and communication. 1991. 215 p. (Rus)
6. Akynyn K.P. Relay vector control system of permanent magnet contactless motors with a current sensor in the DC link. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2014. No 3. Pp. 52–55 (Rus)
7. Tereshchenko T., Yamnenko J. Amplitude PWM with Increased Factor of Source Voltage Use. Proc. 57th International Scientific Conference on *Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*. 13–14 October 2016. Pp. 255–258.
8. Singh B., Singh S. Single-phase Power Factor Controller Topologies for Permeant Magnet Brushless DC Motor Drives. *IET Power Electronic*. 2010. Vol. 3. No 2. Pp. 147–175.
9. Shilov Ye. Development of automatic control systems for unmanned aerial vehicle multi-tare type. Moskva: Trudy MFTI. 2014. Vol. 6. No. 4. Pp. 139–151. (Rus)
10. Denisov A., Zvolinskiy V., Rudenko Yu. Valve converters in precision stabilization systems. Kyiv: Naukova dumka. 1997. 250 p. (Rus).

Надійшла: 28.02.2020

Received: 28.02.2020

УДК 621.313.333.2

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.053>

## ТЕОРЕТИЧНЕ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ РЕГУЛЬОВАНОВОГО АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДА

В.С. Петрушин<sup>1\*</sup>, докт.техн.наук, Ю.Р. Плоткін<sup>2\*\*</sup>, канд.техн.наук, Р.М. Єноктаєв<sup>1\*\*\*</sup>, канд.техн.наук, А.С. Кириленко<sup>1\*\*\*\*</sup>, В.В. Заволінковський<sup>1\*\*\*\*\*</sup>

<sup>1</sup>Одеський національний політехнічний університет,  
пр. Шевченка, 1, Одеса, 65044, Україна

<sup>2</sup>Берлінська вища школа економіки і права,  
Альт Фрідріхсфельде, 60, Берлін, 10315, Німеччина

e-mail: [victor\\_petrushin@ukr.net](mailto:victor_petrushin@ukr.net), [juriy.plotkin@hwr-berlin.de](mailto:juriy.plotkin@hwr-berlin.de), [rostik-enok@ukr.net](mailto:rostik-enok@ukr.net)

*Розглянуто критерій ефективності роботи регульованого асинхронного електропривода – коефіцієнт корисної дії. Його математичне моделювання здійснюється як з урахуванням нахилу зовнішньої характеристики частотного перетворювача, так і без нього. Виконано перехід від сімейства робочих характеристик коефіцієнта корисної дії за різних параметрів регулювання – частот напруги живлення – до його регульовальних характеристик. Запропоновано розрахунок критерію відповідно до експлуатаційного режиму навантаження. Згідно з цим критерій розраховується як середньодіапазонний у певному діапазоні регулювання швидкості або визначається з урахуванням заданої тахограми зміни швидкостей. Отримано зміну коефіцієнта корисної дії в неусталених режимах. Запропоновано розрахунок критерію під час роботи привода, коли тривалість сталих режимів співрозмірна з тривалістю перехідних режимів. Експериментально підтверджено результати математичного моделювання, у процесі якого визначається критерій ефективності в сталих та неусталених режимах. Доведено, що за використання математичних моделей з урахуванням нахилу зовнішньої характеристики перетворювача частоти похибка визначення коефіцієнта корисної дії привода менша, ніж без огляду на нього. Запропоноване теоретичне визначення критерію ефективності може бути використано в процесі розробки регульованих асинхронних електроприводів. Бібл.12, рис. 3.*

**Ключові слова:** регульований асинхронний електропривод, сталі та неусталені режими, критерій ефективності, коефіцієнт корисної дії, математичне моделювання, експериментальні дослідження.

**Вступ.** Застосування регульованих асинхронних електроприводів (РАЕП) у різних галузях промисловості, на транспорті, у комунальній сфері, у сільському господарстві зумовлює їх удосконалення, яке не можливе без ретельного моделювання всіх фізичних процесів, що відбуваються в них. Поряд з раціональним регулюванням параметрів руху навантаження, збільшенням ресурсу роботи електротехнічного й механічного устаткування РАЕП здатні забезпечувати істотне енергозбереження. Ці завдання повинні вирішуватися з необхідною ефективністю.

**Постановка задачі дослідження.** Ефективність роботи РАЕП можна визначити через енергетичний показник – коефіцієнт корисної дії (ККД). Міжнародними стандартами встановлено не тільки класи ККД двигунів змінного струму, що живляться від мережі [1], а й такі, що живляться від перетворювачів [2]. Якщо стандарт [1] однозначно визначає класи, то стандарт [2], який мав декілька редакцій (згідно з однією з них для розрахунку усередненого ККД регульованого асинхронного двигуна потрібно брати до уваги значення цього енергетичного показника в семи навантажувально-регульовальних точках за різних швидкостей та навантажень), не дає точного рішення. На черзі класифікація за ефективністю систем електропривода, де теж з'являються подібні проблеми. Між тим класи можуть бути розглянуті з використанням діапазонних регульовальних характеристик або динамічних характеристик. Питанням дослідження енергетичних показників регульованих асинхронних двигунів (РАД) та РАЕП присвячено ряд робіт [3, 4, 5, 6, 7]. Доцільно розглянути ККД привода не тільки в сталих, а також у неусталених режимах. Цей критерій ефективності може

© Петрушин В.С., Плоткін Ю.Р., Єноктаєв Р.М., Кириленко А.С., Заволінковський В.В., 2020

ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0003-2659-126X>, \*\* <https://orcid.org/0000-0001-9257-5933>,

\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-1577-9822>, \*\*\*\*<https://orcid.org/0000-0002-2579-5351>

\*\*\*\*\*<https://orcid.org/0000-0002-1350-5839>

використовуватися в процесі вибору того чи іншого варіанту регульованого електропривода, а також під час розробки таких приводів.

**Мета роботи:** експериментально підтвердити коректність теоретичного визначення за допомогою моделювання критерію ефективності РАЕП у сталих та неусталених режимах.

**Матеріали і результати дослідження.** Для дослідження експлуатаційних характеристик РАЕП відповідно до принципів системного підходу здійснюється сумісний розгляд перетворювачів, двигунів і навантаження [8], що реалізовано в програмі DIMASDrive [9], розробленій на кафедрі електричних машин Одеського національного політехнічного університету. Досліджується РАЕП з найбільш розповсюдженим транзисторним перетворювачем частоти (ПЧ) з автономним інвертором напруги та ШІМ-регулюванням, який має відповідний умовний коефіцієнт корисної дії  $\eta_{mnc}$  (у такому випадку  $\eta_{mnc}=0,958$ ). Для визначення ККД РАЕП потрібно розрахувати потужність, що споживається двигуном  $P_{\text{дв}}$ . У [8] наведено методику розрахунку  $P_{\text{дв}}$ . Тоді ККД привода розраховується як  $\eta_{\text{пр}} = P_2 \cdot \eta_{mnc} / P_{\text{дв}}$ , де  $P_2$  – механічна потужність на валу двигуна.

На експериментальному стенді асинхронний двигун АІР71А2У3 живився від транзисторного ПЧ Altivar 28 Telemecanique.

Обмотка статора двигуна мала з'єднання "зірка". Лінійна напруга мережі під час експерименту складала 380 В за частоти 50 Гц. Перетворювач мав стандартні налаштування:  $U_{\text{ном}} = 400$  В і  $f_{\text{ном}} = 50$  Гц, частота модуляції – 4 кГц. Як експериментальні, так і теоретичні характеристики отримано для закону частотного регулювання  $L$  – постійний момент навантаження ( $U/f = \text{const}$ ) [10]. Під час експериментальних досліджень виконувалися положення, наведені в [11]. З метою визначення енергетичних показників РАЕП проводилося осцилографування струму, який він споживає за допомогою пристрою BORDO-421. Шляхом використання програми "Обробка результатів", розробленої на базі MATLAB, було знайдено ККД РАЕП.

На рис.1 наведено залежності ККД привода від моменту навантаження для різних частот живлення, отримані як експериментально (рис.1, а), так і в результаті математичного моделювання без (рис.1, б) і з урахуванням (рис.1, в) нахилу зовнішньої характеристики ПЧ [12].

За умови, що РАЕП має навантаження  $M=2$  Н·м (78,7% від  $M_{\text{ном}}$  двигуна), і воно незмінно, використовуючи механічні характеристики за різних частот напруги живлення двигуна, можна перейти до регульовальних характеристик, що являють собою залежності ККД РАЕП від частоти обертання в певному діапазоні регулювання. На рис.2 такі залежності наведено (нумерація характеристик відповідає наступному

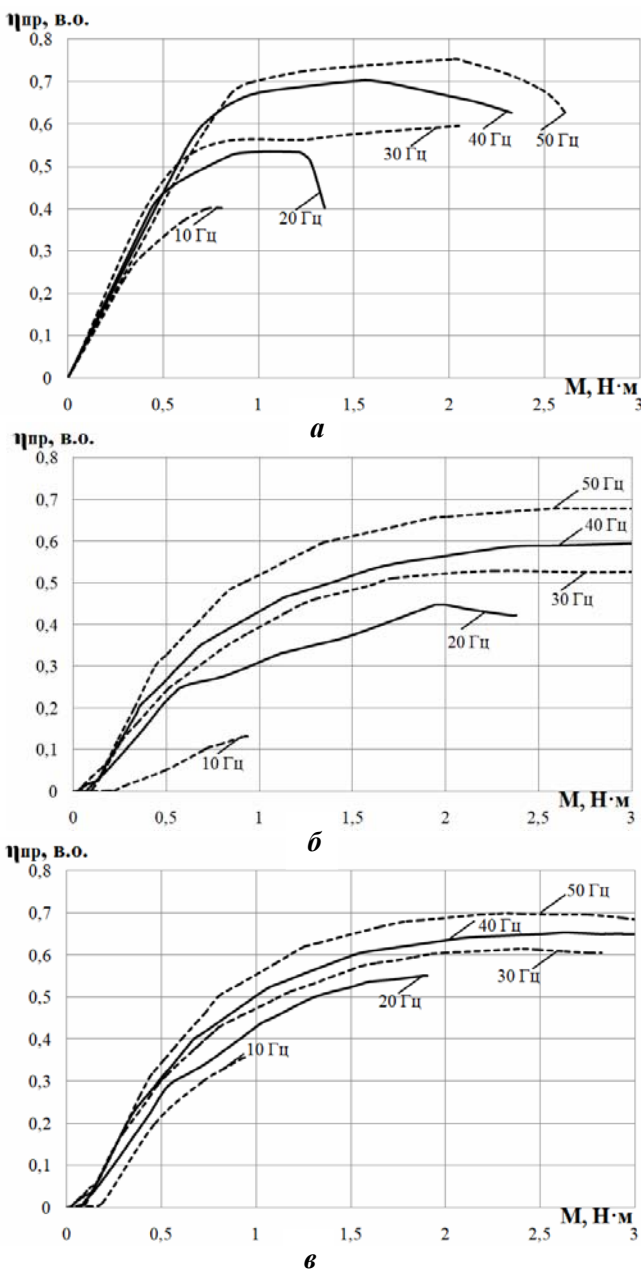


Рис. 1

порядку: 1 – експеримент, 2 – моделювання без урахування нахилу зовнішньої характеристики ПЧ, 3 – моделювання з урахуванням нахилу зовнішньої характеристики ПЧ).

Якщо ефективність РАЕП оцінюється для всього заданого діапазону регулювання, то ККД може розраховуватись як усереднене:

$$\eta_{np} = \frac{1}{n_2 - n_1} \cdot \int_{n_1}^{n_2} \eta(n_i) dn.$$

У такому випадку (діапазон 1700 – 2800 об/хв)  $\eta_{np}$ , що знайдено з експерименту, дорівнює 0,67,  $\eta_{np}=0,575$ , що отримано в результаті математичного моделювання без урахування нахилу зовнішньої характеристики ПЧ, і  $\eta_{np}=0,641$ , що отримано в результаті математичного моделювання з урахуванням нахилу зовнішньої характеристики ПЧ.

Якщо відомі часові експлуатаційні діаграми навантаження, а саме час роботи на кожній частоті обертання, обумовлений технологічними вимогами до приводних механізмів, то оцінку даного діапазонного критерію необхідно робити з урахуванням тривалості роботи двигуна в кожній точці діапазону регулювання:  $\eta_{np} = \frac{\sum_i (\eta(n_i) \cdot t_{n_i})}{\sum_i t_{n_i}}$ , де  $t_{n_i}$  – час роботи двигуна

за відповідної частоти обертання  $n_i$ ,  $i$  – порядковий номер ступені тахограми.

Значення діапазонних ККД РАЕП, отриманих експериментально та за рахунок математичного моделювання з урахуванням тривалості роботи двигуна в кожній точці діапазону регулювання відповідно до заданої тахограми (100 с – 1800 об/хв, 200 с – 2600 об/хв, 100 с – 2300 об/хв) такі: 0,672 – з експерименту, 0,585 – з математичного моделювання без урахування нахилу зовнішньої характеристики ПЧ і 0,647 – з математичного моделювання з урахуванням нахилу зовнішньої характеристики ПЧ.

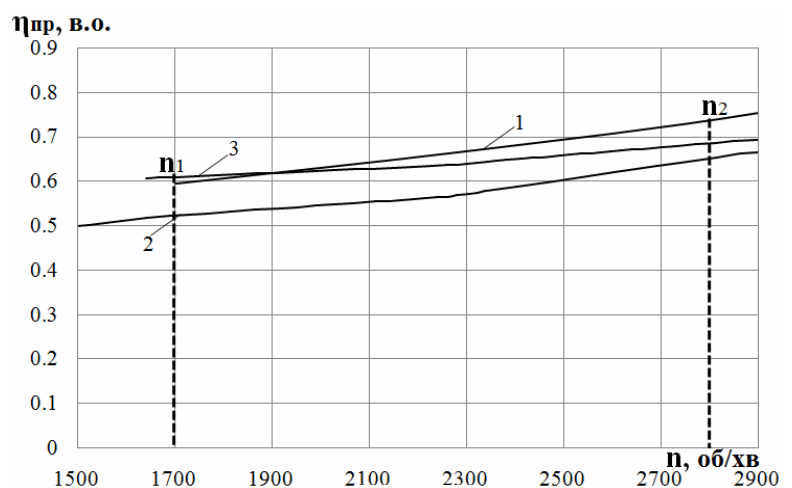


Рис. 2

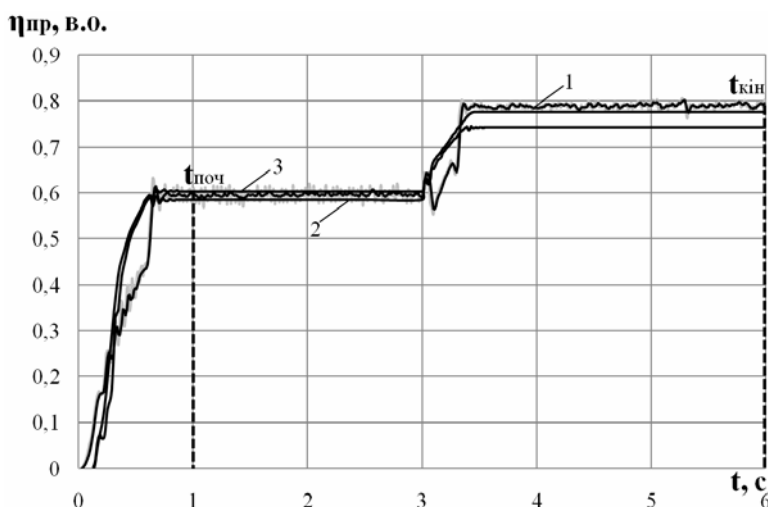


Рис. 3

Було проведено теоретичні (з урахуванням насичення магнітопроводу і витіснення струму в обмотці ротора) та експериментальні дослідження динамічних характеристик ККД регульованого асинхронного електропривода. Двигун АІР71А2У3 запускався за моменту інерції двигуна з навантажувальним механізмом  $0,0017 \text{ кг}\cdot\text{м}^2$ . Дослідження було проведено за інтенсивності наростання частоти перетворювача  $50 \text{ Гц/с}$ , від якої залежить тривалість перехідного процесу.

Момент навантаження на валу мав лінійну залежність від числа обертів та описувався рівнянням  $M(n) = 0,2 + 0,825 \cdot n \cdot 10^{-3}$ .

На рис. 3 наведено результати теоретичних та експериментальних досліджень під час роботи РАД на задану тахограму (3 с на 1705 об/хв,  $M=1,61$  Н·м; 3 с – 2850 об/хв,  $M=2,55$  Н·м). Значення діапазонних ККД РАЕП з урахуванням їх зміни в перехідних режимах можна розрахувати:

$$\eta_{np} = \frac{I}{t_{кін} - t_{поч}} \cdot \int_{t_{поч}}^{t_{кін}} \eta(t) dt .$$

Значення діапазонних ККД РАЕП, отриманих експериментально та за рахунок математичного моделювання з урахуванням їх зміни в перехідних режимах і без урахування пуску, такі: 0,701 – з експерименту, 0,674 – з математичного моделювання без урахування нахилу зовнішньої характеристики ПЧ і 0,696 – з математичного моделювання з урахуванням нахилу зовнішньої характеристики перетворювача частоти.

**Висновки.** 1. Зіставлення експериментальних характеристик ККД РАЕП з характеристиками, визначеними за допомогою математичного моделювання, показує, що похибка під час моделювання з урахуванням нахилу зовнішньої характеристики частотного перетворювача менша, ніж без урахування.

2. Оцінку ефективності РАЕП доцільно давати, використовуючи значення діапазонних ККД РАЕП з урахуванням або тривалості роботи двигуна в кожній точці діапазону регулювання, або їх зміни в перехідних режимах. Такий підхід дає змогу оцінювати ефективність РАЕП як для режимів роботи, у яких тривалість динамічних режимів значно менша тривалості усталених режимів, так і для режимів за співрозмірності вищевказаних тривалостей.

3. Аналогічним чином може здійснюватися оцінка ефективності регульованого асинхронного електроприводу за інших типів та тахограм навантаженнях, законів частотного керування перетворювачів частоти та їх налаштування.

4. Запропоноване теоретичне визначення розглянутого критерію ефективності може бути використано під час розробки регульованих асинхронних електроприводів.

1. IEC 60034-30-1. Rotating electrical machines. Part. 30-1. Efficiency classes of line operated AC motors. IEC code. URL: <https://infostore.saiglobal.com/preview.pdf> (дата звернення: 03.01.2020)
2. IEC 60034-30-2. Rotating electrical machines. Part 30-2: Efficiency classes of variable speed AC motors. IEC code. URL: <https://www.twirpx.com/file/2495783/.pdf> (дата звернення: 05.01.2020)
3. Захаров А.В., Колосов А.Л. Исследование эффективности применения специальных серий частотно-регулируемых асинхронных двигателей в электроприводах центробежных насосов. *Электротехника*. 2008. № 11. С. 49 – 52.
4. Андриенко В. М. Определение энергетических показателей асинхронных двигателей при питании от статических преобразователей частоты. *Электротехника и электромеханика*. 2010. №. 3. С. 5 – 7.
5. Андрианов М.В., Родионов Р.В. Экспериментальные исследования энергетических показателей частотно-регулируемых асинхронных двигателей, работающих от полигармонических источников напряжения. *Электротехника*. 2006. №11. С.15 – 22.
6. Браславский И. Я., Ишматов З. Ш., Поляков В. Н. Энергосберегающий асинхронный электропривод. М.: Академия, 2004. Т. 256. 202 с.
7. Васильев Б.Ю. Электропривод. Энергетика электропривода. М.: СОЛОН-Пресс, 2015. 268 с.
8. Петрушин В.С. Асинхронные двигатели в регулируемом электроприводе. Одесса: Наука и техника, 2006. 320 с.
9. Петрушин В.С., Рябинин С.В., Якимец А.М. Программный продукт "DIMASDrive". Программа анализа работы, выбора и проектирования асинхронных короткозамкнутых двигателей систем регулируемого электропривода. Свидетельство о регистрации программы ПА№4065. Киев, 26.03.2001.
10. Altivar 28. Руководство по эксплуатации. 2012. 47 с. URL: [https://www.electrocentr.com.ua/files/documentation/SE/privod/altivar/old/ATV28/ATV28\\_user\\_guide\\_1999\\_ru.pdf](https://www.electrocentr.com.ua/files/documentation/SE/privod/altivar/old/ATV28/ATV28_user_guide_1999_ru.pdf) (дата звернення: 08.01.2020)

11. IEC 60034-2-3. Rotating electrical machines. Part 2-3. Specific test methods for determining losses and efficiency of converter-fed AC induction motors. URL: <https://files.stroyinf.ru/Data/619/61981.pdf> (дата звернення: 08.01.2020).
12. Петрушин В.С., Еноктаев Р.Н.. Анализ работы регулируемого асинхронного двигателя с учетом внешней характеристики частотного преобразователя. *Вестник Национального технического университета "ХПИ"*. 2017. № 27 (1249). С. 122 – 125.

УДК 621.313.333.2

**ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ РЕГУЛИРУЕМОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА****В.С. Петрушин<sup>1</sup>**, докт.техн.наук, **Ю.Р. Плоткин<sup>2</sup>**, канд.техн.наук, **Р.М. Еноктаев<sup>1</sup>**, канд.техн.наук, **А.С. Кириленко<sup>1</sup>**, **В.В. Заволинковский<sup>1</sup>**<sup>1</sup>Одесский национальный политехнический университет,  
пр. Шевченко, 1, Одесса, 65044, Украина.<sup>2</sup>Берлинская высшая школа экономики и права,  
Альт Фридрихсфельде, 60, Берлин, 10315, Германия.e-mail: [victor\\_petrushin@ukr.net](mailto:victor_petrushin@ukr.net), [juriy.plotkin@hwr-berlin.de](mailto:juriy.plotkin@hwr-berlin.de), [rostik-enok@ukr.net](mailto:rostik-enok@ukr.net)

*Рассмотрен критерий эффективности работы регулируемого асинхронного электропривода - коэффициент полезного действия. Его математическое моделирование осуществляется как с учетом наклона внешней характеристики частотного преобразователя, так и без него. Выполнен переход от семейства рабочих характеристик коэффициента полезного действия при различных параметрах регулирования - частотах питающего напряжения до его регулировочных характеристик. Предложен расчет критерия в соответствии с эксплуатационным режимом нагрузки. Согласно этому критерий рассчитывается как средндиапазонный в определенном диапазоне регулирования скорости, или определяется с учетом заданной тахограммы изменения скоростей. Получено изменение коэффициента полезного действия в неустановившихся режимах. Предложен расчет критерия при работе привода, когда продолжительность установившихся режимов соизмерима с продолжительностью переходных режимов. Экспериментально подтверждены результаты математического моделирования, в процессе которого определяется критерий эффективности в установившихся и неустановившихся режимах. Доказано, что при использовании математических моделей с учетом наклона внешней характеристики преобразователя частоты погрешность определения коэффициента полезного действия привода меньше, чем без учета. Предложенное теоретическое определение критерия эффективности может быть использовано при разработке регулируемых асинхронных электроприводов. Библи. 12, рис. 3.*

**Ключевые слова:** регулируемый асинхронный электропривод, установившиеся и неустановившиеся режимы, критерий эффективности, коэффициент полезного действия, математическое моделирование, экспериментальные исследования

**THEORETICAL AND EXPERIMENTAL STUDY OF THE EFFECTIVENESS OF A ADJUSTABLE INDUCTION ELECTRIC DRIVE****V.S. Petrushin<sup>1</sup>**, **Y.R. Plotkin<sup>2</sup>**, **R.N. Yenoktaiev<sup>1</sup>**, **A.S. Kyrylenko<sup>1</sup>**, **V. V. Zabolinkovskiy<sup>1</sup>**<sup>1</sup>Odesa National Polytechnic University,  
Shevchenko av., 1, Odesa, 65044, Ukraine.<sup>2</sup>Berlin School of Economics and Law,  
Alt Friedrichsfelde, 60, Berlin, 10315, Germany.e-mail: [victor\\_petrushin@ukr.net](mailto:victor_petrushin@ukr.net), [juriy.plotkin@hwr-berlin.de](mailto:juriy.plotkin@hwr-berlin.de), [rostik-enok@ukr.net](mailto:rostik-enok@ukr.net)

*The effectiveness criteria for an adjustable induction electric drive - efficiency is considered. Mathematical modeling of the criterion is carried out both taking into account the slope of the external characteristic of the frequency converter, and without this consideration. A transition has been made from the family of performance characteristics of the efficiency at various control parameters - frequencies of the supply voltage to its adjustment characteristics. The calculation of the criterion in accordance with the operational load mode is proposed. According to this, the criterion is calculated as average in a certain range of speed regulation, or is determined taking into account a given tachogram of speed change. The change in efficiency in transient modes is obtained. The calculation of the criterion during the drive operation is proposed, when the duration of steady-state modes is comparable with the duration of transient*

modes. The results of mathematical modeling are experimentally confirmed, during which the effectiveness criteria in steady and unsteady modes is determined. It is proved that when using mathematical models, taking into account the slope of the external characteristics of the frequency converter, the error in determining the efficiency of the drive is less than without taking into account. The proposed theoretical definition of the effectiveness criteria can be used in the development of adjustable induction electric drives. References 12, figures 3.

**Keywords:** Adjustable induction electric drive, steady and unsteady modes, effectiveness criteria, efficiency, mathematical modeling, experimental studies

1. IEC 60034-30-1. Rotating electrical machines. Part. 30-1. Efficiency classes of line operated AC motors. IEC code. (Eng). URL: <https://infostore.saiglobal.com/preview.pdf> (Accessed: 03.01.2020).
2. IEC 60034-30-2. Rotating electrical machines. Part 30-2: Efficiency classes of variable speed AC motors. IEC code. (Eng). URL: <https://www.twirpx.com/file/2495783/pdf> (Accessed: 05.01.2020).
3. Zakharov A.V., Kolosov A.L. Study of the effectiveness of the use of special series of frequency-controlled asynchronous motors in electric centrifugal pump drives. *Elektrotehnika*. 2008. Vol. 11. Pp. 49 – 52. (Rus)
4. Andrienko V. M. Determination of energy indicators of induction motors when powered by static frequency converters. *Elektrotehnika i elektromekhanika*. 2010. Vol. 3. Pp. 5 – 7. (Rus)
5. Andrianov M.V., Rodionov R.V. Experimental studies of energy indicators of variable-frequency asynchronous motors operating from polyharmonic voltage sources. *Elektrotehnika*. 2006. Vol. 11. Pp.15 – 22. (Rus)
6. Braslavskii I. Ia., Ishmatov Z. Sh., Poliakov V. N. Energy-saving asynchronous electric drive. M.: Akademiia. 2004. V. 256. 202 p. (Rus)
7. Vasil'ev B.Iu.. Electric drive. Electric drive Energetics. M.: SOLON-Press. 2015. 268 p. (Rus)
8. Petrushin V.S. Induction motors in the controlled-speed electric drives. Odessa: Nauka i Technica. 2006. 320 p. (Rus)
9. Petrushin V.S., Riabinin S.V., Iakimets A.M. Software product DIMASDrive. A program for analyzing the operation, selection and design of asynchronous squirrel-cage motors of controlled electric drive systems (certificate of registration of the program PA No. 4065. Kiev, March 26, 2001.
10. Altivar 28. Operation manual. 2012. 47 p. URL: [https://www.electrocentr.com.ua/files/documentation/SE/privod/altivar/old/ATV28/ATV28\\_user\\_guide\\_1999\\_en.pdf](https://www.electrocentr.com.ua/files/documentation/SE/privod/altivar/old/ATV28/ATV28_user_guide_1999_en.pdf) (Accessed: 08.01.2020). (Rus)
11. IEC 60034-2-3. Rotating electrical machines. Part 2–3. Specific test methods for determining losses and efficiency of converter-fed AC induction motors. URL: <https://files.stroyinf.ru/Data/619/61981.pdf> (Accessed: 08.01.2020). (Eng)
12. Petrushin V.S., Enoktaev R.N.. Analysis of the operation of an adjustable induction motor, taking into account the external characteristics of the frequency converter. *Vestnik Natsional'nogo tekhnicheskogo universiteta KhPI*. 2017. Vol. 27 (1249). Pp. 122 – 125. (Rus)

Надійшла: 28.02.2020

Received: 28.02.2020

## ◆ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ◆

УДК 621.314.572

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.059>

### DOUBLE-DELTA-WINDING SYSTEM WITH NEUTRAL-POINT-CLAMPED CONVERTERS CONTROLLED BY SYNCHRONOUS MULTI-ZONE PWM

V. Oleschuk, V. Ermuratskii

Institute of Power Engineering of Moldova,  
Academy Str. 5, Kishinau, MD-2028, Moldova,e-mail: [oleschukv@hotmail.com](mailto:oleschukv@hotmail.com)

*In this paper, algorithms of the universal scheme of synchronous multi-zone modulation have been developed and disseminated for adjustment of two neutral-clamped inverters of double-delta-winding system (which is perspective for application in high power variable speed ac drives), providing synchronization and symmetry of waveforms of inverter-side voltage of power transformer for any control modes of operation including regimes with fractional relationship between the switching frequency of inverters and fundamental frequency of system. In this case inverter-side winding voltage of double-delta-winding system has quarter-wave symmetry, and its spectra do not contain even harmonics and undesirable subharmonics. Simulation results show behavior of system with two neutral-clamped inverters controlled by three basic versions of synchronous multi-zone modulation. References 9, figures 5, table.*

**Key words:** inverter, ac drive, pulswidth modulation.

**Introduction.** Recently, novel electrical power conversion systems based on double-delta sourced windings, which are perspective for application in motor drives, have been investigated [1-6]. So, this paper presents results of research of this type of systems on the base of two neutral-point-clamped inverters (NPCI) regulated by the universal scheme of synchronous multi-zone space-vector modulation, providing synchronization and symmetry of waveforms of voltage of inverter-side windings of power transformer for cases of fractional ratio between the switching frequency of inverters and fundamental frequency of system.

**Topology, structure, and features of double-delta-winding system with two NPCIs.** Fig. 1, *a* presents structure of double-delta-winding system [1] with two NPCIs (NPCI1 and NPCI2), outputs of which are specifically (see bold lines in Fig. 1 *a* connected to the corresponding windings. Fig. 1 *b* shows topology of NPCI. Fig. 1 *c* shows (by the big arrows) its basic voltage vectors and definitions of switching state sequence for these vectors [7]. This control scheme assures cancellation of common-mode voltage in system. Fig. 1 *d* shows switching state sequences of three basic schemes of synchronous multi-zone PWM, applied for control of NPCIs [7]. **Peculiarities of synchronous multi-zone space-vector PWM.** Principle of synchronous multi-zone PWM of NPCIs is based on continuous determination of intermediate frequencies  $F_i = \frac{1}{6(2i-1)\tau}$  and

$F_{i-1} = \frac{1}{6(2i-3)\tau}$  (as functions of switching sub-cycle  $\tau$ ) on the axis of the fundamental frequency  $F$

of system, and in calculation of coefficient of synchronization  $K_s = [1 - (F - F_i)/(F_{i-1} - F_i)]$ , which is component of basic functions for determination of PWM pulse patterns [7-9]. Table presents control correlations for determination of instantaneous values of winding voltages  $V_{w11} - V_{w23}$  as functions of the pole voltages of NPCIs.

Instantaneous values of winding voltages $V_{w11} - V_{w13}$ of Double-Delta-Winding System (Fig. 1,a)	Instantaneous values of winding voltages $V_{w21} - V_{w23}$ of Double-Delta-Winding System (Fig. 1,a)
$V_{w11} = (2V_{a1} - V_{b1} - V_{c1})/3 - (V_{a2} - 2V_{b2} + V_{c2})/3$	$V_{w21} = (V_{a1} - 2V_{b1} + V_{c1})/3 - (2V_{a2} - V_{b2} - V_{c2})/3$
$V_{w12} = (V_{a1} + V_{b1} - 2V_{c1})/3 - (-V_{a2} + 2V_{b2} - V_{c2})/3$	$V_{w22} = (-V_{a1} + 2V_{b1} - V_{c1})/3 - (V_{a2} + V_{b2} - 2V_{c2})/3$
$V_{w13} = (-V_{a1} - V_{b1} + 2V_{c1})/3 - (-2V_{a2} + V_{b2} + V_{c2})/3$	$V_{w23} = (-2V_{a1} + V_{b1} + V_{c1})/3 - (-V_{a2} - V_{b2} + 2V_{c2})/3$

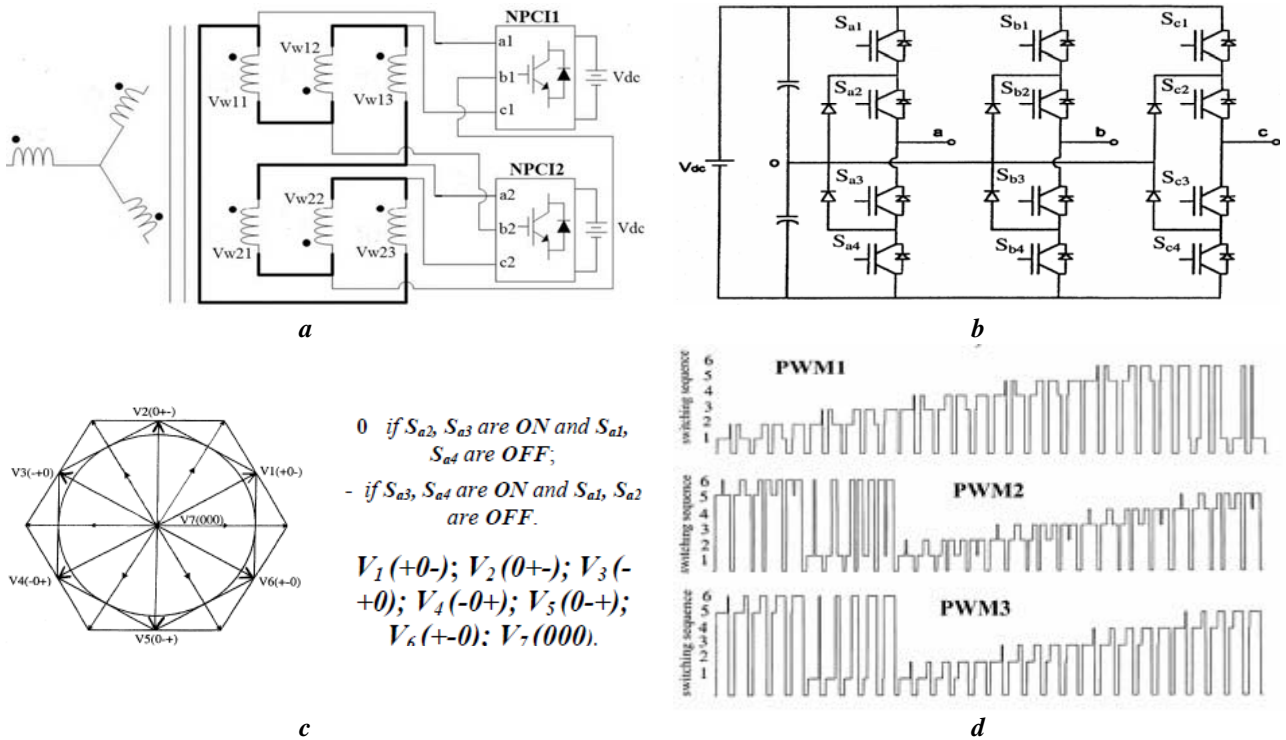


Fig. 1

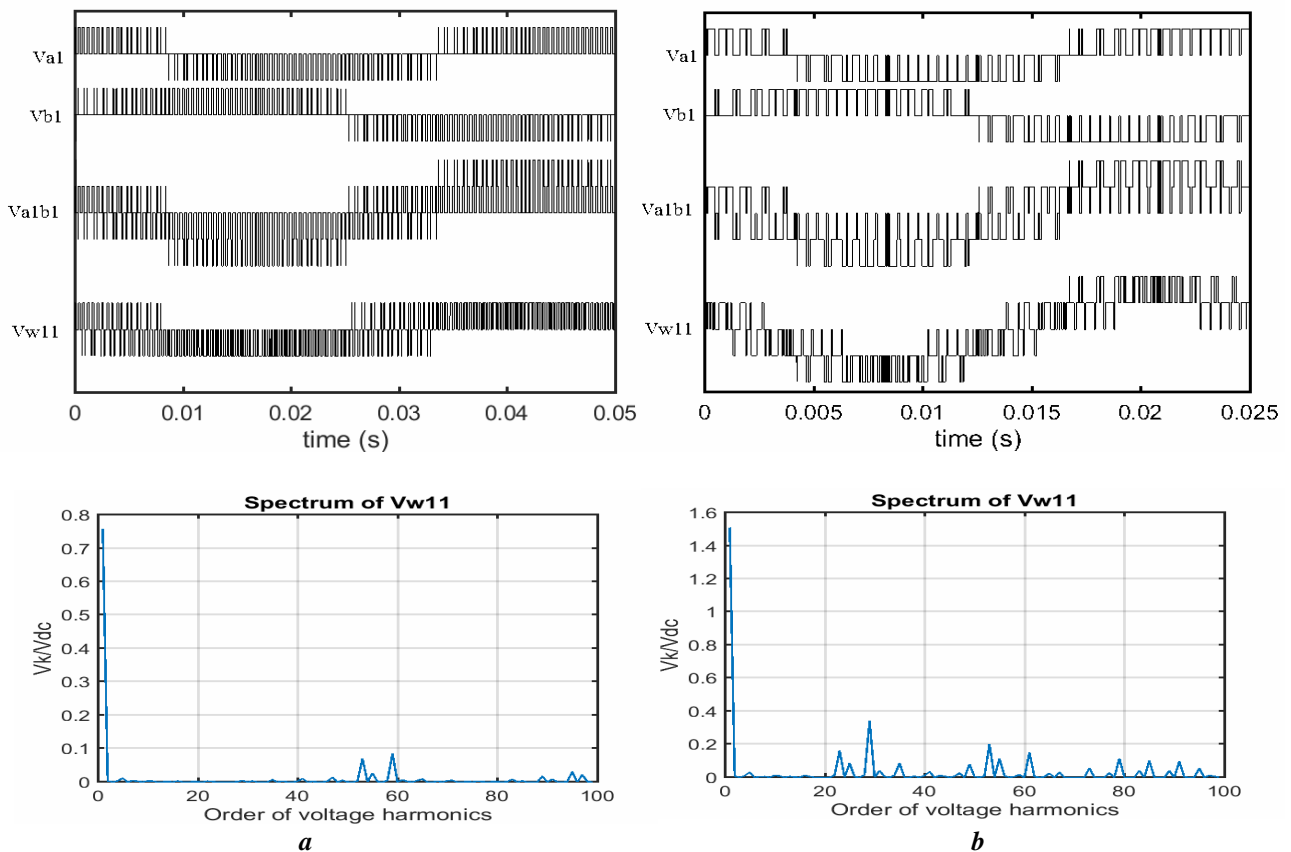


Fig. 2

**Synchronous control of double-delta-winding system with two NPCIs.** Rational synchronous adjustment of double-delta-winding system with two modulated NPCIs is based on the corresponding phase shifts of signals of two inverters including an additional phase shift between signals of inverters equal to one half of switching sub-cycle [1, 4, 6, 7].

To underline properties of the used (for control of NPCIs) scheme of synchronous multi-zone PWM, simulation of processes in double-delta-winding system with two NPCIs had been executed for scalar control mode of system with fractional relationship between switching frequency of inverters (equal to  $1.1kHz$ ) and fundamental frequency of system equal correspondingly to  $21Hz$  and  $40Hz$  for two simulation modes. Results of simulation of processes in system with two NPCIs are presented in Fig. 2–4. Fig. 2 shows basic voltage waveforms and spectra of winding voltage of double-delta-winding system with NPCIs (relative values of pole and line voltages of the first NPCI ( $V_{a1}$ ,  $V_{b1}$ , and  $V_{abl1}$ ), winding voltage  $V_{w11}$ , and also spectra of the winding voltage), adjusted by the PWM1 scheme of modulation, presented in Fig. 1 *d*. Curves in Fig. 2 *a* correspond to low fundamental frequency  $F$  of system and low modulation index  $m$  of inverters ( $F=21Hz$ ,  $m=0.42$ ), and diagrams in Fig. 2 *b* correspond to the medium fundamental frequency of system, equal to  $F=40Hz$ ,  $m=0.8$  in this case. Fig. 3 *a,b* presents the corresponding diagrams for system with NPCIs controlled by the PWM2 algorithm, and Fig 4 *a,b* shows diagrams for system with NPCIs regulated by the scheme of synchronous modulation with switching state sequence PWM3, presented in Fig. 1 *d*.

Simulation results, presented in Fig. 2–4, show, that both line voltage of NPCIs and inverter-side winding voltage of double-delta-winding system have quarter-wave symmetry, and its spectra do not contain even harmonics and undesirable subharmonics.

Fig. 5 presents results of determination of averaged Weighted Total Harmonic Distortion factor ( $WTHD = (1/V_{w11}) \sqrt{\sum_{i=2}^{1000} (V_{w11i}/i)^2}$ ) of the  $V_{abl1}$  and  $V_{w11}$  voltages of double-delta-winding system with NPCIs (with average switching frequency equal to  $1.1kHz$ ) controlled by the PWM1, PWM2 and PWM3 schemes of synchronous modulation during scalar  $V/F$  adjustment mode. The presented results show, that at lower and medium modulation indices algorithms of PWM1 and PWM3 assure better  $WTHD$  of winding voltage  $V_{w11}$ , and at higher modulation indices algorithms of PWM2 insure better spectral composition of  $V_{w11}$ .

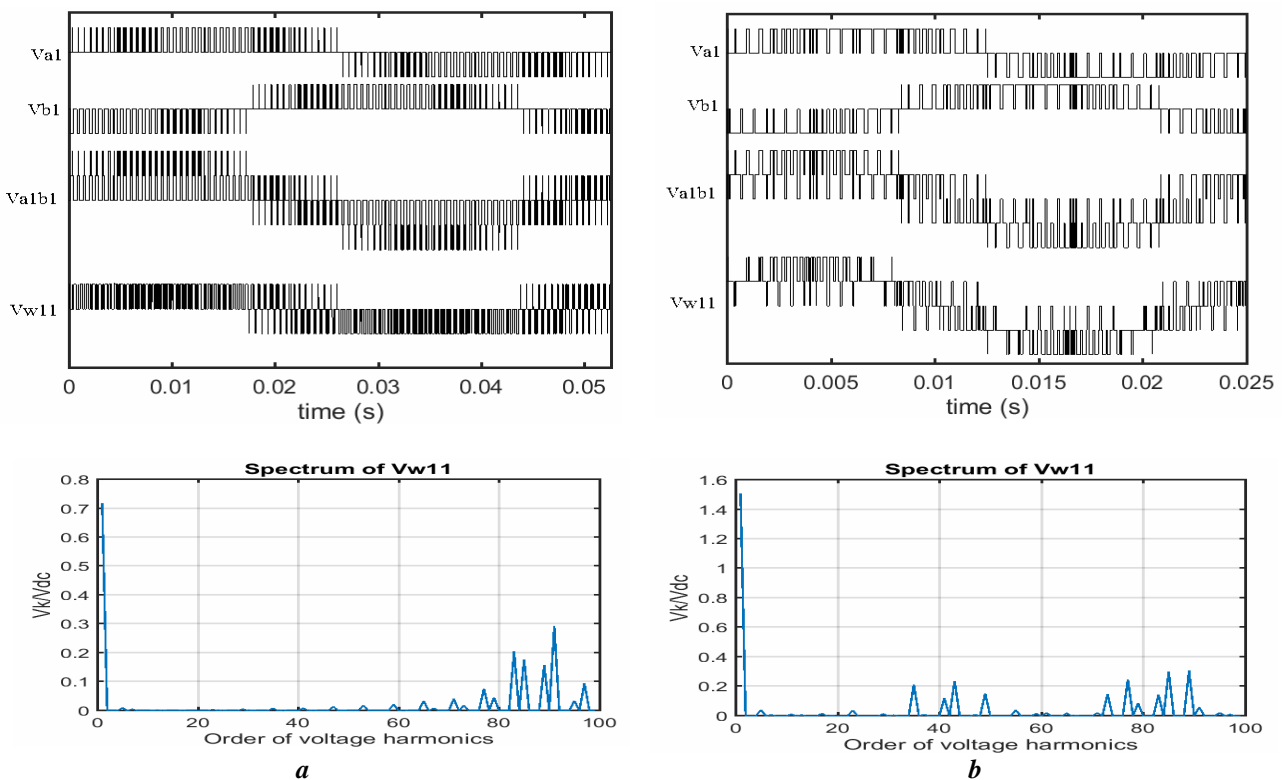


Fig. 3

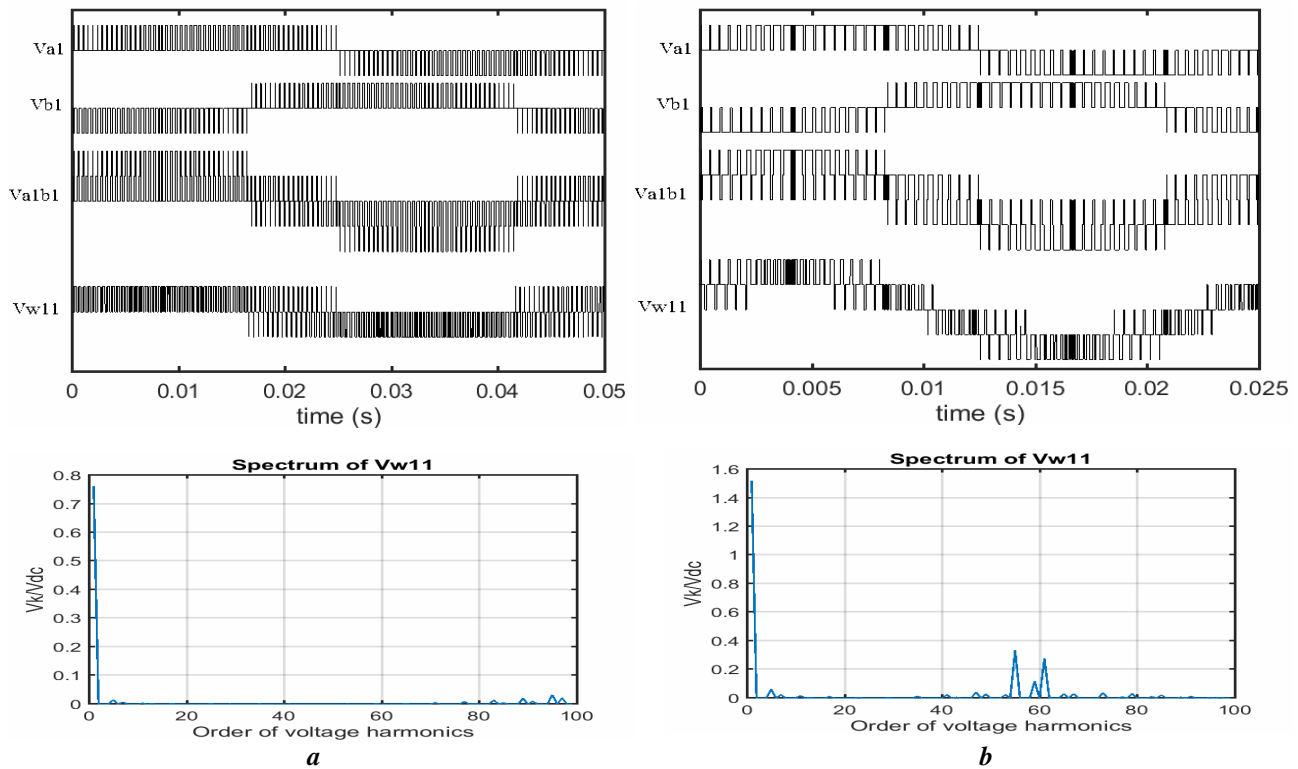


Fig. 4

**Conclusion.** Developed scheme of synchronous multi-zone PWM, applied for regulation of two NPCIs of double-delta-winding system, assure advanced (without even harmonics and subharmonics) spectra of inverter-side winding voltage for any operating conditions, contributing to reduction of power losses in these installations. To underline properties of the used scheme of synchronous multi-zone PWM, simulation results, presented in Figs. 2-4, proved the fact of advanced spectra of winding voltage of system for control modes with fractional relationship between the switching frequency of inverters (equal to  $1.1\text{kHz}$ ) and fundamental frequency of system equal correspondingly to  $21\text{Hz}$  and  $40\text{Hz}$  for two simulation regimes.

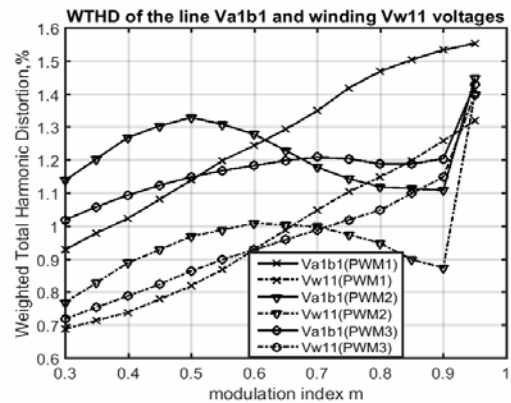


Fig. 5

1. Park Y., Ohn S., Sul S.-K. Multi-level operation with two-level converters through a double-delta source connected transformer. *Journal of Power Electronics*. 2014. Vol. 14. No 6. Pp. 1093–1099.
2. Park Y., Yoo J.-M., Sul S.-K. Current regulation and fault tolerance in double-delta sourced transformer. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. ECCE'2015*. Montreal, Canada, 2015. Pp. 1541–1548.
3. Park Y., Yoo J.-M., Sul S.-K. Double-delta sourced winding for dual winding induction machine. *IEEE Int'l Conf. on Power Electronics - ECCE Asia. ICPE-ECCE Asia*. Seoul, Korea, 2015. Pp. 77–85.
4. Park Y., Sul S.-K. Pulsewidth modulation strategy in double-delta sourced winding. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. ECCE'2016*. Milwaukee, USA. 2016. Pp. 1–8.
5. Park Y., Yoo J.-M., Sul S.-K. Vector control of double-delta sourced winding for a dual-winding induction machine. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2017. Vol. 53. No 1. Pp. 171–180.
6. Park Y., Yoo J.-M., Sul S.-K. Pulsewidth modulation strategy in double-delta sourced winding. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2018. Vol. 54. No 3. Pp. 2550–2559.
7. Oleschuk V., Profumo F., Tenconi A., Bojoi R., Stankovic A.M. Cascaded three-level inverters with synchronized space-vector modulation. *IEEE Ind. Appl. Soc. Conf. IAS'2006*. Tampa, USA, 2006, Pp. 595–602.
8. Oleschuk V., Griva G., Profumo F., Tenconi A. Synchronized PWM control of symmetrical six-phase drives. *IEEE Int'l Conf. on Power Electronics. ICPE'2007*. Daegy, Korea, 2007. Pp. 147–152.
9. Oleschuk V., Barrero F. Standard and non-standard approaches for voltage synchronization of drive inverters with space-vector PWM: A survey. *International Review of Electrical Engineering*. 2014. Vol. 9. No 4. Pp. 688–707.

УДК 621.314.572

**ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА С ОБМОТКАМИ ТРАНСФОРМАТОРА ПО СХЕМЕ ДВОЙНОГО ТРЕУГОЛЬНИКА НА БАЗЕ ИНВЕРТОРОВ СО СРЕДНЕЙ ТОЧКОЙ В ЦЕПИ ПИТАНИЯ И С МНОГОЗОННОЙ СИНХРОННОЙ ШИМ****В. Олещук**, докт. техн. наук, **В. Ермуратский**, докт. техн. наук

Институт энергетики Молдовы,

ул. Академическая, 5, Кишинев, МД-2028, Молдова

e-mail: [oleschukv@hotmail.com](mailto:oleschukv@hotmail.com)

*Показано, что модифицированные применительно к регулированию двух инверторов со средней точкой источника питания алгоритмы синхронной многозонной ШИМ позволяют обеспечить синхронизацию и симметрию форм напряжения на инверторных обмотках преобразовательной системы трансформаторного типа (перспективной для использования в мощных регулируемых электроприводах переменного тока) при любых режимах функционирования, включая режимы работы при дробных соотношениях между частотой коммутации вентилей инверторов и выходной частотой системы. При этом напряжение на инверторных обмотках трансформатора обладает четвертьволновой симметрией, и в его спектре отсутствуют четные гармоники и субгармоники. Выполнено моделирование процессов в системе с двумя инверторами, регулируемые на основе трех разновидностей синхронной многозонной ШИМ. Библ. 9, рис. 5, таблица.*

**Ключевые слова:** инвертор, электропривод переменного тока, широтно-импульсная модуляция.

**ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНА СИСТЕМА З ОБМОТКАМИ ТРАНСФОРМАТОРА ЗА СХЕМОЮ ПОДВІЙНОГО ТРИКУТНИКА НА БАЗІ ІНВЕРТОРІВ ІЗ СЕРЕДНЬОЮ ТОЧКОЮ В КОЛІ ЖИВЛЕННЯ ТА З БАГАТОЗОННОЮ СИНХРОННОЮ ШІМ****В. Олещук**, докт. техн. наук, **В. Ермуратський**, докт. техн. наук

Институт энергетики Молдовы,

вул. Академічна, 5, Кишинів, МД-2028, Молдова

e-mail: [oleschukv@hotmail.com](mailto:oleschukv@hotmail.com)

*Показано, що модифіковані для регулювання двох інверторів із середньою точкою джерела живлення алгоритми синхронної багатозонної ШІМ дають змогу забезпечити синхронізацію та симетрію форм напруги на інверторних обмотках перетворювальної системи трансформаторного типу (перспективної для використання в потужних електроприводах змінного струму, що регулюються) за будь-яких режимів функціонування, включно з режимами роботи при дробових співвідношеннях між частотою комутації вентилів інверторів і вихідною частотою системи. У такому випадку напруга на інверторних обмотках трансформатора має чвертьхвильову симетрію, а в її спектрі відсутні парні гармоніки та субгармоніки. Виконано моделювання процесів у системі з двома інверторами, що регулюються на основі трьох різновидів синхронної багатозонної ШІМ. Бібл. 9, рис. 5, таблиця.*

**Ключові слова:** інвертор, електропривод змінного струму, широтно-імпульсна модуляція.

Надійшла: 28.02.2020

Received: 28.02.2020

## ОСОБЛИВОСТІ РОЗРАХУНКУ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ПОСТІЙНОЇ НАПРУГИ НА ОСНОВІ УСЕРЕДНЕННЯ В ПРОСТОРІ СТАНІВ

**Ю.В. Руденко**, докт. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр.Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна  
e-mail: [rudenko@ied.org.ua](mailto:rudenko@ied.org.ua)

*Розглянуто застосування методу усереднення в просторі станів з використанням теорем Лагранжа для розрахунку напівпровідникових перетворювачів постійної напруги у формалізованому матричному вигляді. Отримано аналітичні вирази для розрахунку середніх та пульсаційних складових змінних станів при двоінтервальних процесах в одноконтурних перетворювачах. Для ілюстрації визначено матричні коефіцієнти моделі з усередненими змінними для понижувального перетворювача в режимі безперервних струмів дроселя. Показано переваги розглянутого методу з використанням теорем Лагранжа, які характеризуються щонайменше в шість разів меншою трудомісткістю розрахунків порівняно з традиційними методами на основі розв'язання диференціальних рівнянь (методу припасовування) та можливість розрахунку пульсаційних складових порівняно з класичними методами усереднення. Бібл. 12, рис. 2, табл. 2.*

**Ключові слова:** методи розрахунку та аналізу напівпровідникових перетворювачів, метод усереднення в просторі станів, одноконтурні напівпровідникові перетворювачі.

Керування технологічними процесами за допомогою сучасних джерел живлення електротехнологічного обладнання потребує застосування не тільки новітніх комп'ютерних пристроїв, але й використання в їхньому програмному забезпеченні швидкодіючих алгоритмів обчислень у режимах реального часу на основі ефективних математичних моделей перетворювачів у вказаних джерелах [1]. Тривалість розрахунків математичних моделей у системі керування технологічними процесами має бути мінімізованою для уникнення затримки в керуванні, що призводить до погіршення якості технологічних процесів. Одним з найбільш прийнятних підходів для отримання математичних моделей перетворювачів для вирішення цієї задачі, а також удосконалення процесу аналізу та розрахунку електромагнітних процесів у перетворювачах є процедури усереднення, які забезпечують аналітичне вирішення більшості задач дослідження без необхідності розв'язання вихідних диференціальних рівнянь. Поширеними нині шляхами для розрахунку напівпровідникових перетворювачів постійної напруги є класичні підходи із застосуванням методу усереднення в просторі станів [2-5]. Ці підходи базуються на використанні диференціальних рівнянь, що визначають простір станів перетворювача та описують електромагнітні процеси в ньому на всіх інтервалах незмінності структури. Модель перетворювача з усередненими змінними отримується завдяки використанню середньозважених матриць системи диференціальних рівнянь, у яких вагові коефіцієнти для кожного стану незмінності структури являють собою відносні тривалості цих станів.

Недолік класичних підходів до усереднення в просторі станів полягає в неможливості визначати пульсаційні складові процесів. До того ж вони є прийнятними лише для аналізу та розрахунку за умови, що пульсаційні складові змінних станів перетворювача є незначними порівняно з постійними складовими. У роботах [6, 7] розроблено основи нового методу аналізу та розрахунку на базі усереднення в просторі станів з використанням теорем Лагранжа про середні значення. Такий метод не лише значно скорочує кількість обчислювальних процедур, виключаючи проміжні перетворення, чим підвищує швидкість розрахунків, але й позбавляє його вищезгаданих проблем класичних підходів усереднення. Однак необхідним залишається визначення алгоритму такого методу в узагальненому вигляді для можливості його формалізації при автоматизованих розрахунках.

**Метою** цієї роботи є розгляд особливостей розрахунку перетворювачів за допомогою запропонованого методу аналізу [6] з використанням матричного вигляду на основі загальних позицій, що дає можливість його застосування в автоматизованих алгоритмах керування напівпровідниковими перетворювачами та спрощує дослідження процесів у них.

Розглянемо систему диференціальних рівнянь, складену відповідно до законів Кірхгофа [8] для відображення процесів у еквівалентних схемах заміщення напівпровідникового перетворювача електроенергії на двох інтервалах постійності структури за період робочої частоти, що характерно для найпростіших однокатних перетворювачів у режимах безперервних струмів дроселя – інтервалах імпульсу та паузи керування. Водночас напівпровідникові елементи перетворювача представимо у вигляді кусково-лінійних моделей [9], що змінюють свій стан миттєво. Вважаємо також, що усталений процес роботи перетворювача є періодичним з частотою комутації  $T$ . За один період роботи перетворювач здобуває різні конфігурації відповідно до стану напівпровідникових елементів у режимах імпульсу і паузи.

Запишемо диференціальні рівняння в загальному вигляді для кожного інтервалу постійності структури:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}(t) ; & nT < t < nT + t_n, \\ \frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t) ; & nT + t_n < t < (n+1)T, \end{cases} \quad (1)$$

де  $\mathbf{x}(t)$  – вектор змінних станів;  $\mathbf{u}(t)$  – вектор вхідних функцій;  $\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \mathbf{B}_1, \mathbf{B}_2$  – матриці коефіцієнтів стану системи й матриці, що зв'язують вхідні сигнали зі змінними стану системи на інтервалах постійності структури;  $t_n$  – тривалість першого інтервалу сталості структури на  $n$ -му періоді роботи перетворювача в сталому режимі.

Далі відповідно до розробленого методу [6] перейдемо від системи диференціальних рівнянь у вигляді (1) до рівнянь із середніми значеннями на інтервалах постійності структури. Для цього до похідних функцій вектора змінних станів  $\mathbf{x}'(t) = \frac{d}{dt} \mathbf{x}(t)$  застосуємо теорему про середні значення (теорему Лагранжа) [10], згідно з якою середнє значення похідної функції  $\mathbf{x}'_{cp}$  дорівнює миттєвому значенню похідної цієї функції  $\mathbf{x}'(t_{px})$  у деякий момент часу  $t_{px}$ :

$$\mathbf{x}'_{cp} = \frac{1}{(t_b - t_a)} \int_{t_a}^{t_b} \mathbf{x}'(t) dt = \frac{\mathbf{x}(t_b) - \mathbf{x}(t_a)}{(t_b - t_a)} = \mathbf{x}'(t_{px}). \quad (2)$$

З теорем Лагранжа про середні значення [10] випливає, що середнє значення функції  $\mathbf{x}_{cp}$  також дорівнює миттєвому значенню цієї функції  $\mathbf{x}(t_x)$  у деякий момент часу  $t_x$ :

$$\mathbf{x}_{cp} = \frac{1}{(t_b - t_a)} \int_{t_a}^{t_b} \mathbf{x}(t) dt = \mathbf{x}(t_x). \quad (3)$$

Якщо зазначені моменти часу є рівними між собою з певним ступенем точності  $t_x \sim t_{px}$ , то закони, записані у вигляді вихідних диференціальних рівнянь (1), будуть виконуватися і для середніх значень функцій, рівних миттєвим значенням у зазначені моменти часу:  $\mathbf{x}_{cp} = \mathbf{x}(t_x)$ ,  $\mathbf{x}'_{cp} = \mathbf{x}'(t_{px})$ . Це означає, що у випадку синхронності досягнення змінними стану та їхніми похідними своїх відповідних середніх значень на інтервалах, стан перетворювача в момент часу  $t_x \sim t_{px}$  буде відповідати простору станів, що визначається системою (1). Названа відповідність дає можливість переписати систему рівнянь (1) з урахуванням співвідношень (2), (3) у наступному вигляді, замінюючи функції змінних стану та їхні похідні середніми значеннями на інтервалах постійності структури:

$$\begin{cases} \mathbf{x}'_{1cp} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_{1cp} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_{1cp} ; \\ \mathbf{x}'_{2cp} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x}_{2cp} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}_{2cp}. \end{cases} \quad (4)$$

Використовуючи співвідношення (2), введемо такі позначення:

$$\mathbf{x}(t_b) - \mathbf{x}(t_a) = \Delta \mathbf{x}, \quad (t_b - t_a) = \Delta t, \quad (5)$$

де  $\Delta x$  – зміна (прирости) функції на інтервалі сталості структури тривалістю  $\Delta t$ .

Підставляючи позначення (5), систему рівнянь (4) можемо переписати в такому вигляді з усередненими змінними:

$$\begin{cases} \frac{\Delta x_1}{\Delta t_1} = \mathbf{A}_1^* x_{1cp} + \mathbf{B}_1^* u_{1cp}; \\ \frac{\Delta x_2}{\Delta t_2} = \mathbf{A}_2^* x_{2cp} + \mathbf{B}_2^* u_{2cp}. \end{cases} \quad (6)$$

де  $\mathbf{A}_1^*$ ,  $\mathbf{A}_2^*$ ,  $\mathbf{B}_1^*$ ,  $\mathbf{B}_2^*$  – матриці, члени яких відповідають членам матриць  $\mathbf{A}_1$ ,  $\mathbf{A}_2$ ,  $\mathbf{B}_1$ ,  $\mathbf{B}_2$  із точністю до знаку (+/-) перед ними відповідно до знаку приросту функцій вектора змінних станів  $\Delta x$  і законів Кірхгофа для контурів схем заміщення на інтервалах.

Введемо припущення, що середні значення вектора змінних станів  $x(t)$  на інтервалах постійності структури перетворювача з двоінтервальними процесами є рівними між собою. Для розглянутого випадку прирости функцій на інтервалах постійності структури також є рівними між собою в усталеному режимі з огляду на періодичний характер зміни функцій. Це означає, що у разі періодичної зміни функцій  $x(t)$  на інтервалах роботи можемо замінити позначення середніх значень цих функцій та їхніх приростів єдиними символами:  $x_{1cp} = x_{2cp} = x_{cp}$ ,  $\Delta x_1 = \Delta x_2 = \Delta x$ . Так само запишемо для векторів  $u(t)$ :  $u_{1cp} = u_{2cp} = u_{cp}$ .

Тому систему з рівняннями (6) перепишемо в такому вигляді:

$$\begin{cases} \frac{\Delta x}{\Delta t_1} = \mathbf{A}_1^* x_{cp} + \mathbf{B}_1^* u_{cp}; \\ \frac{\Delta x}{\Delta t_2} = \mathbf{A}_2^* x_{cp} + \mathbf{B}_2^* u_{cp}. \end{cases} \quad (7)$$

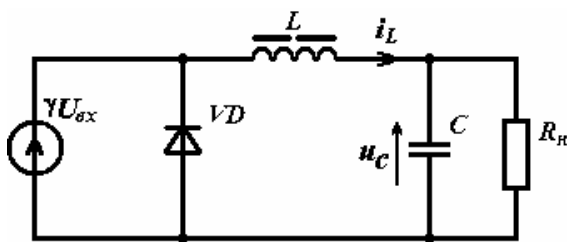


Рис. 1

Таким чином, після проведених перетворень отримано систему алгебраїчних рівнянь (7) як моделі перетворювача з усередненими змінними. За умови заданих значень вектора вхідних впливів  $u_{cp}$ , періоду комутації  $T$ , тривалості керуючого сигналу силовим ключем  $T_i$ , що дорівнює тривалості першого інтервалу  $\Delta t_1$  (тривалість другого інтервалу  $\Delta t_2 = T - T_i$ ), невідомими параметрами системи (7) є вектор приростів  $\Delta x$  і вектор середніх значень функцій змінних станів

$x_{cp}$  на інтервалах незмінності структури. Причому для двоінтервального процесу в перетворювачі середні значення функцій змінних станів на інтервалах відповідають середньому значенню цих функцій за період комутації. В отриманій системі алгебраїчних рівнянь (7) число невідомих параметрів відповідає кількості рівнянь, система є сумісною і визначеною (має єдиний розв'язок), і для розглянутого режиму система розв'язується в аналітичному вигляді. Розв'язком системи (7) є такі вирази:

$$\Delta x = \mathbf{G}^{-1} \times \mathbf{r}; \quad (8)$$

$$x_{cp} = (\mathbf{A}_1^*)^{-1} \times \left[ \frac{\Delta x}{T_i} - \mathbf{B}_1^* u_{cp} \right], \quad (9)$$

де  $\mathbf{G} = \left( \frac{T - T_i}{T_i} \right) \mathbf{A}_2^* (\mathbf{A}_1^*)^{-1} - \mathbf{I}$ ,  $\mathbf{r} = (T - T_i) (\mathbf{A}_2^* (\mathbf{A}_1^*)^{-1} \mathbf{B}_1^* u_{cp} - \mathbf{B}_2^* u_{cp})$ ,  $\mathbf{I}$  – одинична матриця.

Отримані вирази (8), (9) дають змогу розраховувати та досліджувати двоінтервальні процеси в однокантних напівпровідникових перетворювачах різної схемотехнічної конфігурації, використовувати для їх розрахунку математичні моделі в автоматизованих алгоритмах керування в режимах реального часу.

Для прикладу розглянемо механізм усереднення моделі однокантного понижувального перетворювача в режимі безперервного струму дроселя, структура якого показана на рис. 1, де

також позначено:  $U_{ex}$  – величина вхідної постійної напруги;  $R_n$  – величина опору навантаження;  $\gamma$  – кусково-постійний періодичний коефіцієнт, що дорівнює одиниці на інтервалі накопичення  $T_H$  енергії дроселем і дорівнює нулю на інтервалі віддачі  $T - T_H$  енергії в навантаження;  $T$  – період робочої частоти.

Диференціальні рівняння, що описують процеси в перетворювачі, запишемо в такий спосіб:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} + u_C = \gamma U_{ex} \\ C \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R_n} = i_L \end{cases}$$

Відповідно до матричної форми запису у вигляді (1) вектори функцій стану і матриці коефіцієнтів стану такої системи визначаються в такому вигляді:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_L \\ u_C \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} U_{ex} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_n C} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_2 = \mathbf{0}.$$

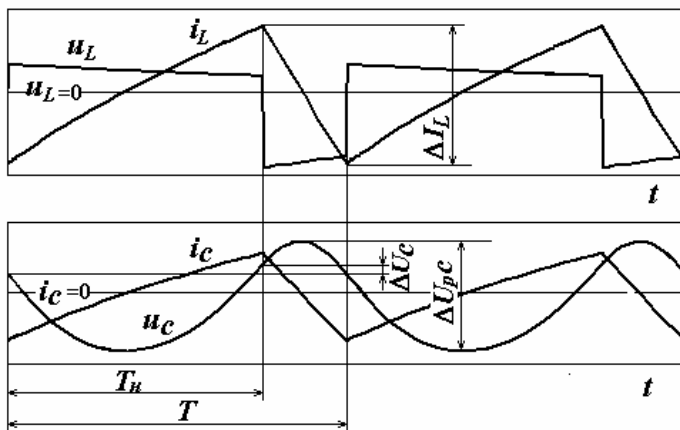


Рис. 2

На рис. 2 показано часові діаграми процесів, що протікають у схемі перетворювача. Для пояснення на діаграмах показано процеси на інтервалах накопичення енергії (інтервал  $T_H$ ) та її віддачі в навантаження (інтервал  $T - T_H$ ). Миттєві значення функцій струму дроселя  $i_L$  та напруги на конденсаторі  $u_C$  показано лише в формі їх змінних складових. Очевидно, що відповідно до теореми Лагранжа (2) прирости функції струму дроселя  $\Delta I_L$  та напруги на конденсаторі  $\Delta U_C$  на даних інтервалах незмінності структури як різниця функцій на їх границях мають протилежні знаки.

Тому після усереднення змінних вихідної системи диференціальних рівнянь матричні коефіцієнти матриць стану  $\mathbf{A}_1^*$  і  $\mathbf{A}_2^*$  будуть мати протилежні знаки, що також відповідає закону Кірхгофа для напруг контуру схем заміщення.

Таким чином, структуру матриць для системи з усередненими змінними запишемо в такому вигляді:

$$\mathbf{A}_1^* = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_n C} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_2^* = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & \frac{1}{R_n C} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}_1^* = \mathbf{B}_1; \quad \mathbf{B}_2^* = \mathbf{0}. \quad (10)$$

Вектори усереднених змінних станів системи та вхідних функцій мають вигляд:

$$\mathbf{x}_{cp} = \begin{bmatrix} I_{Lcp} \\ U_{Ccp} \end{bmatrix}; \quad \Delta \mathbf{x} = \begin{bmatrix} \Delta I_L \\ \Delta U_C \end{bmatrix}; \quad \mathbf{u}_{cp} = \begin{bmatrix} U_{ex} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Розв'язання системи з усередненими змінними для такого перетворювача, яка відповідає виразам у матричній формі (7), дає змогу отримати відомі нескладні аналітичні вирази для середніх значень струму дроселя та напруги на конденсаторі та їх приростів:

$$I_{Lcp} = U_{Ccp} / R_n; \quad U_{Ccp} = U_{ex} T_H / T; \quad \Delta I_L = (U_{ex} / L) (T_H (T - T_H) / T); \quad \Delta U_C = 0.$$

Необхідно зазначити, що дана система з усередненими змінними для перетворювача має єдиний розв'язок саме при  $\Delta U_C = 0$ , що підтверджується процедурою алгебраїчного розв'язання цієї системи. З іншого боку, приріст напруги  $\Delta U_C$  на інтервалах дорівнює нулю

лише в разі лінійної форми струму конденсатора в усталеному режимі. Дійсно, інтегруючи співвідношення для струму через конденсатор  $C du_C/dt = i_C$  для кожного з інтервалів, помножуючи члени співвідношення на  $1/\Delta t$  і прирівнюючи отриманий вираз до нуля, одержимо

$$\frac{C}{\Delta t} \cdot \int_0^{\Delta t} u_C' dt = \frac{1}{\Delta t} \int_0^{\Delta t} i_C dt = 0. \quad (11)$$

Відповідно до теореми Лагранжа, ліва частина виразу (11) відповідає співвідношенню

$$\frac{1}{\Delta t} \cdot \int_0^{\Delta t} u_C' dt = \frac{\Delta U_C}{\Delta t},$$

а інтеграл у правій частині виразу (11) відповідає середньому струму через конденсатор, що саме й підтверджує рівність нулю приростів напруги  $\Delta U_C$  лише в разі лінійної форми струму конденсатора, коли його середнє значення на інтервалах дорівнює нулю.

Аналіз показує, що для струму дроселя прирости його функції  $\Delta I_L$  на інтервалах відповідають величині пульсації струму, за якою можна визначити розрахунковий коефіцієнт пульсації струму дроселя, а також максимальний струм у перемикаючому елементі перетворювача на етапі його розрахунку та проектування. За певних співвідношень постійних часу еквівалентної схеми заміщення перетворювача та періоду його комутації, що впливає на нелінійність форми змінних станів, приріст напруги на конденсаторі  $\Delta U_C$  на інтервалах в усталеному режимі може набувати відмінні від нуля значення, проте їх величина завжди є набагато меншою за розмах пульсації напруги на періоді  $\Delta U_{pC}$  (рис. 2), які визначаються величиною ємності конденсатора та розраховуються за відомими методиками. Нелінійність форми змінних станів перетворювача впливає на точність розрахунків з використанням моделей за усередненими змінними, що детально досліджено в роботах [6, 11].

Розроблений метод аналізу та розрахунку на основі усереднення з використанням теорем Лагранжа, на відміну від класичного методу Мідлбука [2, 3], дає змогу визначити в усталеному режимі не тільки величину середніх значень, але й величину пульсації змінних станів перетворювача та часові інтервали періодичного процесу. У табл. 1 наведено результати порівняння розрахунку понижувального перетворювача, зображеного на рис. 1, за допомогою нового методу на основі теорем Лагранжа та класичного методу Мідлбука для двоінтервального процесу.

Таблиця 1

Двоінтервальний процес у режимі безперервного струму дроселя в разі тривалості інтервалу накопичення $T_H$		
Розрахункові параметри	Метод Мідлбука	Новий метод аналізу
Середні складові змінних станів $I_{Lcp}$ , $U_{Ccp}$		$I_{Lcp} = (U_{ex}/R_n)(T_H/T)$ $U_{Ccp} = I_{Lcp}R_n$
Прирости функцій змінних станів $\Delta I_L$ , $\Delta U_C$	Немає визначення	$\Delta I_L = \frac{U_{ex}}{L} \frac{(T - T_H)T_H}{T}$ $\Delta U_C = 0$

Використання розробленого методу на основі теорем Лагранжа знижує кількість обчислювальних процедур завдяки розв'язанню систем алгебраїчних рівнянь замість диференціальних, що дає змогу застосовувати швидкодіючі розрахунки моделей перетворювачів при керуванні в режимах реального часу. Крім того, алгебраїчна форма системи рівнянь як моделі перетворювача з усередненими змінними дає змогу обирати необхідні комбінації її параметрів як базисних невідомих змінних та здійснювати розрахунки без додаткових перетворень у багатьох напрямках, що відповідають цим базисам незалежних змінних. Зниження

кількості обчислювальних процедур у разі використання нового методу значно зменшує його трудомісткість. У табл. 2 наведено результати порівняння трудомісткості етапів розрахунків інтегральних характеристик змінних станів понижувального перетворювача в режимі безперервних струмів за допомогою традиційного методу припасовування [12] та нового методу аналізу на основі теорем Лагранжа. Одиницею трудомісткості розрахунку є процедура розв'язання систем алгебраїчних рівнянь.

Таблиця 2

Метод припасовування	Новий метод аналізу
I. Розв'язання диференціальних рівнянь на інтервалі накопичення - визначення сталих інтегрування шляхом розв'язання двох систем алгебраїчних рівнянь з урахуванням початкових умов $I_{I_0}$ $U_{I_0}$	I. Визначення інтегральних характеристик $I_{Lcp}$ , $\Delta I_L$ , $U_{Ccp}$ , $\Delta U_C$ шляхом розв'язання системи з чотирьох алгебраїчних рівнянь $L \frac{\Delta I_L}{T_H} = E - U_{Ccp};$
II. Розв'язання диференціальних рівнянь на інтервалі віддачі енергії - визначення сталих інтегрування шляхом розв'язання двох систем алгебраїчних рівнянь з урахуванням початкових умов $I_{II_0} = i_1(T_H)$ , $U_{II_0} = u_1(T_H)$	$C \frac{\Delta U_C}{T_H} = I_{Lcp} - \frac{U_{Ccp}}{R_n};$ $C \frac{\Delta U_C}{T - T_H} = I_{Lcp} - \frac{U_{Ccp}}{R_n};$
III. Визначення початкових значень $I_{I_0}$ $U_{I_0}$ за умови періодичності процесу $i_{II}(T - T_H) = I_{I_0}$ , $u_{II}(T - T_H) = U_{I_0}$ шляхом розв'язання системи алгебраїчних рівнянь	$L \frac{\Delta I_L}{T - T_H} = U_{Ccp}$
IV. Визначення інтегральних характеристик $I_{Lcp}$ , $\Delta I_L$ , $U_{Ccp}$ , $\Delta U_C$ шляхом розрахунку функцій $i_{II}(t)$ , $u_{II}(t)$ , $i_{II}(t)$ , $u_{II}(t)$ системи алгебраїчних рівнянь	
Кількість обчислювальних операцій: 6	Кількість обчислювальних операцій: 1

З вищенаведеного випливає, що використання розробленого методу аналізу потребує лише одного етапу – розв'язання системи алгебраїчних рівнянь, отриманих безпосередньо від вихідних диференціальних рівнянь, що в шість разів зменшує кількість розрахункових процедур порівняно з методом припасовування для наведеного прикладу двоінтервального процесу. У випадку кількості інтервалів постійності структури більше двох співвідношення між кількістю процедур при розрахунках буде ще більшим, що підтверджує перевагу розробленого методу в зменшеній трудомісткості розрахунків, особливо для багатоінтервальних процесів.

**Висновок.** У результаті досліджень проілюстровано особливості розрахунку напівпровідникових перетворювачів на основі усереднення в просторі станів з використанням теорем Лагранжа в узагальненому матричному вигляді з отриманням аналітичних співвідношень. Визначено, що застосування нового методу аналізу для розрахунку середніх та пульсаційних складових багатоінтервальних процесів напівпровідникових перетворювачів скорочує кількість обчислювальних процедур, виключає проміжні математичні перетворення, що підвищує таким чином швидкість розрахунку та знижує його трудомісткість завдяки переходу до розв'язання системи алгебраїчних рівнянь замість розв'язання диференціальних.

*Фінансується за держбюджетною темою "Розвиток теорії та наукове обґрунтування принципів побудови потужних імпульсних напівпровідникових перетворювачів з нелінійним динамічним навантаженням модульної структури" (Джерело-3), державний реєстраційний номер роботи 0119U001289. КПКВК 6541030.*

1. Баховцев И.А. Микропроцессорные системы управления устройствами силовой электроники. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2018. 219 с.
2. Cuk S. Power electronics: Modelling, Analysis and Measurements. Create Space Independent Publishing Platform, USA, 2015. Vol.2. 272 p.

3. Maksimovich D., Stankovich A., Thottuvelil V., Verghese G. Modeling and Simulation of Power Electronic Converters. *IEEE Proceedings*. Vol. 89. No. 6. 2001. Pp. 898–912.
4. Emadi A. Modeling and analysis of multiconverter DC power electronic systems using the generalized state-space averaging methods. *IEEE Trans. Industrial Electronics*. 2004. Vol.51. Issue 3. Pp. 661–668.
5. Janke W. Averaged models of pulse-modulated DC-DC power converters. Technical University of Koszalin, Poland, Archives of Electrical Engineering, Vol. 61(4). 2012. Pp. 609–631.
6. Руденко Ю.В. Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 42–48.
7. Руденко Ю.В. Усреднение модели двухтактного преобразователя постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 1. С. 37–46.
8. Маляр В.С. Теоретичні закони електротехніки. Електричні кола. Львів: Вид-во Львівської політехніки, 2012. 312 с.
9. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Сучик В.Е. Аналіз процесів в напівпровідникових перетворювачах на основі графів. Київ: Вид-во НТУ України «КПІ», 2010. 68 с.
10. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Москва: Наука, 1984. 832 с.
11. Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Усреднение модели импульсного преобразователя с цепью второго порядка. *Праці Інституту електродинаміки НАНУ*. 2018. Вип. 49. С. 88–97.
12. Руденко В.С., Жуйков В.Я., Коротеєв І.Е. Расчет устройств преобразовательной техники. Киев: Техніка, 1980. 135 с.

УДК 621.314

## ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ОСНОВЕ УСРЕДНЕНИЯ В ПРОСТРАНСТВЕ СОСТОЯНИЙ

**Ю.В. Руденко**, докт. техн. наук  
Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина  
e-mail: [rudenko@ied.org.ua](mailto:rudenko@ied.org.ua)

*Рассмотрено применение метода усреднения в пространстве состояний с использованием теорем Лагранжа для расчета полупроводниковых преобразователей постоянного напряжения в формализованном матричном виде. Получены аналитические выражения для расчета средних и пульсационных составляющих переменных состояний при двухинтервальных процессах в однотактных преобразователях. Для иллюстрации определены матричные коэффициенты модели с усредненными переменными для понижающего преобразователя в режиме непрерывных токов дросселя. Показаны преимущества рассмотренного метода с использованием теорем Лагранжа, которые характеризуются по меньшей мере в шесть раз меньшей трудоемкостью расчетов по сравнению с традиционными методами на основе решения дифференциальных уравнений (метод припасовывания) и возможностью расчета пульсационных составляющих по сравнению с классическими методами усреднения. Библи. 12, рис. 2, табл. 2.*

**Ключевые слова:** методы расчета и анализа полупроводниковых преобразователей, метод усреднения в пространстве состояний, однотактные полупроводниковые преобразователи.

## FEATURES OF CALCULATION OF SEMICONDUCTOR VOLTAGE CONVERTERS BASED ON STATE SPACE AVERAGING

**Yu.V. Rudenko**  
Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,  
pr.Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine  
e-mail: [rudenko@ied.org.ua](mailto:rudenko@ied.org.ua)

*The application of state space averaging method using Lagrange theorems for calculating of semiconductor converters in a formalized matrix form is considered. Analytical expressions are obtained for calculating the average and pulsating components of variable states in two-interval processes in single-cycle converters. The matrix coefficients of model with averaged variables for buck converter in the continuous-current choke mode are determined for illustration. Advantages of considered method using Lagrange theorems are shown, which are characterized by at least of six times less computational complexity in comparison with traditional methods based on solving of differential equations (fitting method) and the possibility of pulsating components calculation in comparison with classical averaging methods. References 12, figures 2, tables 2.*

**Key words:** methods for calculating and analyzing of semiconductor converters, averaging method in the state space, single-cycle semiconductor converters.

1. Bakhovtsev I.A. Microprocessor control systems for power electronics devices. Novosibirsk: Izdatel'stvo NGTU, 2018. 219 p. (Rus)
2. Cuk S. Power electronics: Modelling, Analysis and Measurements. Create Space Independent Publishing Platform, USA, 2015. Vol.2. 272 p. (Eng)
3. Maksimovich D., Stankovich A., Thottuvelil V., Verghese G. Modeling and Simulation of Power Electronic Converters. *IEEE Proceedings*. Vol. 89. No. 6. 2001. Pp. 898–912. (Eng)
4. Emadi A. Modeling and analysis of multiconverter DC power electronic systems using the generalized state-space averaging methods. *IEEE Trans. Industrial Electronics*. 2004. Vol.51, Issue 3. Pp. 661–668. (Eng)
5. Janke W. Averaged models of pulse-modulated DC-DC power converters. Technical University of Koszalin, Poland, Archives of Electrical Engineering, Vol. 61(4). 2012. Pp. 609–631. (Eng)
6. Rudenko Yu.V. Mode of averaging of pulse DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 42–48. (Rus)
7. Rudenko Yu.V. Averaging of push-pull DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 1. Pp. 37–46. (Rus)
8. Maliar V.S. Theoretical laws of electrical engineering. Electric Circuits. L'viv: Vydavnytstvo Lvivs'koi politekhniki, 2012. 312 p. (Ukr)
9. Rudenko V.S., Zhuikov V.Ya., Suchik V.E. Graph-based analysis of process in semiconductor converters. Kyiv: Vydavnytstvo NTU Ukrainy KPI, 2010. 68 p. (Ukr)
10. Korn G., Korn T. Mathematical Handbook for Scientists and Engineers. Moskva: Nauka, 1984. 832 p. (Rus)
11. Rudenko Yu.V., Rudenko T.V. Averaging of model of the pulse converter with a second-degree circuit. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2018. No 49. Pp. 88–97. (Rus)
12. Rudenko V.S., Zhuikov V.Ya., Korotyeyev I.Ye. Calculation of conversion technique systems. Kyiv: Tekhnika, 1980. 135 p. (Rus)

Надійшла: 18.05.2020  
Received: 18.05.2020

## ◆ ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ ◆

УДК 621.35.035

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2020.56.072>

### ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПАРАМЕТРИ ДВОФАЗНОЇ ІНДУКЦІЙНОЇ КАНАЛЬНОЇ ПЕЧІ

**О.І. Бондар\***, канд. техн. наук, **О.І. Глухенький\*\***, канд. техн. наук, **Ю.М. Гориславець\*\*\***, докт. техн. наук  
 Інститут електродинаміки НАН України,  
 пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна  
 e-mail: [ugoris@ied.org.ua](mailto:ugoris@ied.org.ua)

*Сформульовано тривимірну математичну модель для дослідження електромагнітного поля індукційної каналної печі за умови заданих напруг на індукторах. Підтверджено адекватність моделі шляхом співставлення розрахованих електромагнітних параметрів з експериментальними даними, отриманими на промисловій печі. Для двофазної індукційної каналної печі визначено вплив фазового кута між напругами на індукторах на енергетичні та електромагнітні параметри печі. Бібл. 5, рис. 4, таблиця.*

**Ключові слова:** індукційна канална піч, математичне моделювання, електромагнітні параметри, фазовий кут між напругами живлення.

Завдяки високому ККД індукційні каналні печі знайшли широке застосування для плавлення як чорних, так і кольорових металів. Порівняно з іншим плавильним обладнанням такі печі мають значні переваги. Вони забезпечують мінімальне окиснення і випаровування металу. Крім того, завдяки циркуляції розплаву, зумовленої електродинамічними і термогравітаційними силами, вони забезпечують достатньо високу однорідність хімічного складу металу у ванні печі. Така циркуляція сприяє також прискоренню процесу плавлення [1]. Особливо доцільно застосування таких печей у випадках, коли до металу, що виплавляється, ставляться високі вимоги, зокрема за мінімальними газовмістом та вмістом неметалевих включень. Саме тому вони широко використовуються насамперед для плавлення міді та різноманітних сплавів на її основі. Особливо це доречно, коли мова йде про отримання безкисневої міді, яка служить для виготовлення високоякісної металевої продукції, передусім провідникової [2]. Слід зазначити, що донедавна більше 2/3 усіх кольорових металів і сплавів на основі міді виплавляли в печах каналного типу.

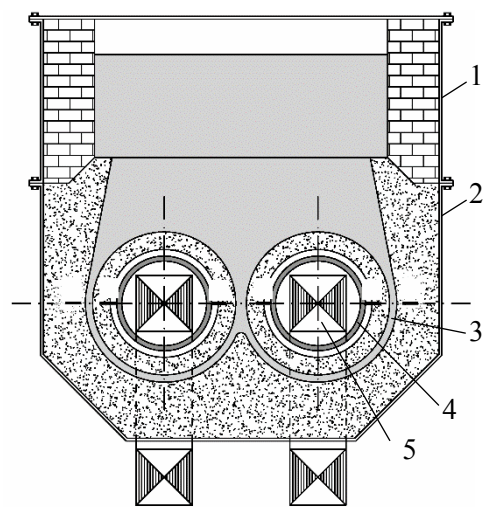


Рис. 1

На рис. 1 наведено ескіз одного із варіантів конструктивного виконання такої печі. На ньому зображено двофазну (з двома каналами та двома індукторами) піч типу ІЛК-1,2, призначену для плавлення міді та різноманітних сплавів на її основі (бронз, латуней тощо) [3]. Піч складається з облицьованої жароміцною цеглою ванни (шахти) 1, у якій знаходиться основна маса розплаву, та індукційного нагрівального блоку 2, розташованого під ванною. За принципом дії цей блок нагадує електричний трансформатор, вторинна обмотка якого являє собою короткозамкнений виток рідкого металу 3, який називають індукційним каналом. У цьому каналі за допомогою котушки 4 (первинної обмотки) із замкнутим магнітопроводом 5 наводиться елект-

ричний струм, який і нагріває рідкий метал. Зображена на цьому рисунку піч має в своєму складі два канали і два індуктори (котушки), які живляться в загальному випадку різними за фазами напругами.

У вітчизняній літературі індукційний нагрівальний блок печі часто називають "індукційною одиницею", у зарубіжній (західній) – "індуктором" ("inductor") або "індукційним блоком" ("induction unit"). Оскільки котушку в печах (як і в багатьох інших електротермічних установках) теж нерідко називають індуктором, нагрівальний блок каналної печі далі будемо йменувати індукційним блоком, а котушку – індуктором.

Конструктивно індукційний блок каналної печі може мати один, два або три з'єднані між собою індукційні канали, у кожному з яких за допомогою свого індуктора наводиться електричний струм. Залежно від типу електроживлення вони розділяються на одно-, дво- та трифазні [3]. Якщо індукційний блок з одним індуктором (каналом) за способом живлення може бути тільки однофазним, то блок з двома індукторами може живитися як від однофазної, так і двофазної напруги. Індукційний блок з трьома індукторами переважно є трифазним. Частота напруги живлення індукційних каналних печей зазвичай складає 50 Гц.

Важливим для розроблення нових та удосконалення існуючих каналних печей є вміння визначати енергетичні характеристики та електромагнітні параметри цих печей на основі математичного моделювання електромагнітних явищ (електромагнітного поля). На сьогодні таке моделювання індукційних печей найчастіше виконується в двовимірній або в кращому разі в так званій квазітривимірній постановці [4]. Таке моделювання дає непогані результати з розподілу наведеного електричного струму в окремих елементах електромагнітної системи печі, наприклад, у поперечному перерізі рідкого металу індукційних каналів. Проте, стосовно інтегральних електромагнітних параметрів печі їх значення, визначені на основі таких моделей, є далекими від реальних. Зрозуміло, що покращити цю ситуацію можна шляхом проведення повного тривимірного моделювання електромагнітного поля системи. На сьогодні, коли суттєво зросла потужність обчислювальної техніки та існують ефективні програмні комплекси для математичного моделювання різних фізичних явищ, з'явилася можливість проведення такого моделювання.

**Метою роботи** є визначення електромагнітних та енергетичних параметрів двофазної індукційної каналної печі та встановлення впливу на них фазового кута зсуву між напругами її живлення на основі тривимірного математичного моделювання електромагнітного поля печі.

Моделювання електромагнітного поля зазначеної печі проводилося в безіндукційному наближенні, тобто без урахування поля, що виникає в результаті руху рідкого металу. Внесок цього поля в сумарне поле печі в більшості випадків є незначним, що дає змогу використати таке припущення. Також не брався до уваги вплив на розподіл поля металевого каркасу (кожуха) печі. Втрати енергії в такому каркасі зазвичай не перевищують 5 % від потужності печі. Для отримання більш точних результатів вони можуть бути враховані окремо.

Моделювання виконувалося за умови заданих напруг на індукторах печі. У такій постановці воно потребувало розв'язання коло-польової задачі, яка являє собою систему диференціальних рівнянь для комплексних амплітуд векторного магнітного  $\dot{\mathbf{A}}$  і скалярного електричного  $\dot{\Phi}$  потенціалів, а також інтегрального рівняння балансу напруг для кожного індуктора:

$$j\omega\sigma\dot{\mathbf{A}} + \nabla \times ((\mu_0\mu_r)^{-1}\nabla \times \dot{\mathbf{A}}) + \sigma\nabla\dot{\Phi} = \dot{\mathbf{J}}_e; \quad (1)$$

$$\dot{U} = \dot{I}R_{AC} + j\omega\dot{\Psi} = \dot{I}R_{AC} + j\omega\frac{w}{S_i}\int_{V_i}\dot{A}_\tau dV, \quad (2)$$

де  $\omega = 2\pi\nu$  – кругова частота;  $\sigma$  – питома електропровідність;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м;  $\mu_r$  – відносна магнітна проникність відповідної розрахункової області;  $\dot{\mathbf{J}}_e$  – густина зовнішнього струму;  $\dot{U}$ ,  $\dot{I}$ ,  $R_{AC}$ ,  $w$ ,  $S_i$  і  $V_i$  – напруга, струм, активний опір, число витків, площа поперечного перерізу і об'єм індуктора;  $\dot{\Psi} = \frac{w}{S_i}\int_{V_i}\dot{A}_\tau dV$  – потікзчеплення індуктора з густиною струму в пе-

перізі індуктора  $J_e = Iw / S_i$ ;  $A_t$  – тангенціальна відносно індуктора компонента векторного потенціалу.

Комплексна потужність печі (на один індуктор) визначалася відповідно до рівняння

$$\tilde{S} = \frac{1}{2} \int_{V_i} \frac{\mathbf{J} \mathbf{J}^*}{\sigma} dV + j\omega \frac{1}{2} \int_{V_i} \mathbf{A} \mathbf{J}^* dV. \quad (3)$$

Перший доданок правої частини цього рівняння являє собою активну потужність, що виділяється у вигляді теплоти безпосередньо в індукторі (котушці). У нашому випадку, коли котушки представлено непровідним середовищем з рівномірно розподіленою густиною струму, втрати в них визначалися відповідно до виразу  $P_i = 0,5 \dot{I} \dot{I}^* R_{AC}$ , де  $\dot{I}$  – спряжений комплекс сили струму в індукторі. Опір індуктора визначався як  $R_{AC} = k R_{DC}$ , де  $k$  – коефіцієнт витіснення струму, значення якого приблизно відомо для того чи іншого типу індуктора, а опір  $R_{DC}$  розраховувався через задані розміри та число витків індуктора.

Другий доданок правої частини рівняння (3) у загальному випадку є комплексним числом, що має дійсну та уявну складові. Дійсна частина цього доданка відповідає потужності енергії  $P_m$ , що виділяється в рідкому металі печі (на один індуктор). Таким чином, активна потужність печі на один індуктор буде  $P = P_i + P_m$ . Уявна частина другого доданка рівняння (3) являє собою реактивну потужність печі  $Q$  (теж на один індуктор).

Знаючи активну і реактивну потужності печі, легко визначити її електромагнітні параметри, а саме: активний  $R$ , реактивний  $X$  та повний  $Z$  опори, а також коефіцієнт потужності печі  $\cos\varphi$

$$R = 2P/\dot{I}^2; \quad X = 2Q/\dot{I}^2; \quad Z = \sqrt{R^2 + X^2}; \quad \cos\varphi = R/Z. \quad (4)$$

Внаслідок симетрії печі відносно вертикальної площини, що проходить через середину поперечних перерізів каналів, задача розв'язувалася в тривимірній декартовій системі координат для однієї половини об'єму печі. Вихідні дані для моделювання приймалися такими: об'єм розплавленого металу (міді) у ванні печі складав  $1,04 \times 0,67 \times 0,45 \text{ м}^3$ , в каналах індукційного блоку –  $0,04 \text{ м}^3$ ; внутрішній діаметр каналів (короткозамкнених "витків") –  $0,51 \text{ м}$ , їхній поперечний переріз –  $25 \times 100 \text{ мм}^2$ ; розміри кожного індуктора: середній діаметр –  $0,32 \text{ м}$ , довжина –  $0,62 \text{ м}$ , число витків індуктора –  $w = 45$ ; частота і напруга живлення –  $\nu = 50 \text{ Гц}$  і  $U = \sqrt{2} \cdot 500 \text{ В}$ ; відносна магнітна проникність магнітопроводів приймалася постійною  $\mu_r = \mu_{Fe} = 1000$ .

Моделювання виконувалося за допомогою програмного пакету Comsol Multiphysics [5]. У результаті проведеного моделювання отримано розподіл електромагнітного поля в печі, густини електричного струму в рідкому металі, значення енергетичних параметрів (струмів і потужностей індукторів, потужності тепловиділення в рідкому металі тощо) та електромагнітних параметрів печі. Адекватність математичної моделі перевірялась шляхом співставлення розрахованих і експериментально отриманих на промисловій печі електромагнітних параметрів. У таблиці наведено таке співставлення для кожного індуктора за двофазного живлення печі з фазовим кутом між напругами  $\psi = 120$  ел.град. Розбіжність наведених даних у гіршому разі не перевищує 8 %, що є цілком прийнятним для такого об'єкту дослідження. Ймовірно, що більш точне співпадіння цих даних може бути отримано при врахуванні металевого каркасу печі.

	$Z_1, \text{ Ом}$	$R_1, \text{ Ом}$	$X_1, \text{ Ом}$	$\cos\varphi_1$	$Z_2, \text{ Ом}$	$R_2, \text{ Ом}$	$X_2, \text{ Ом}$	$\cos\varphi_2$
Розрахунок	0,444	0,233	0,378	0,524	0,437	0,153	0,409	0,351
Експеримент	0,458	0,244	0,388	0,533	0,478	0,155	0,452	0,324

Результати моделювання індукційної каналної печі показано на рис. 2–4. На рис. 2 залежно від кута  $\psi$  наведено струми  $I_1$  і  $I_2$  (ефективні значення) та активні потужності  $P_1$  і  $P_2$  для кожного індуктора, а також сумарна потужність печі  $P_{\Sigma} = P_1 + P_2$ . Як видно, всі ці пара-

метри суттєво залежать від фазового кута зсуву між напругами, що живлять двофазну піч. Що стосується струмів, то вони в обох індукторах досягають максимальних значень у разі  $\psi = 0$ , а у випадку  $\psi = 180$  ел.град. – вони мінімальні. За цих обставин у всьому діапазоні значень кута  $\psi$  струми в обох індукторах практично однакові. Нагадаємо, що розрахунки виконувалися за умови заданих і однакових (за модулем) напруг на кожному індукторі. По-іншому ведуть себе активні потужності, що споживаються цими індукторами. Тільки при двох значеннях фазового кута, а саме при  $\psi = 0$  та  $\psi = 180$  ел.град. (тобто у разі однофазного

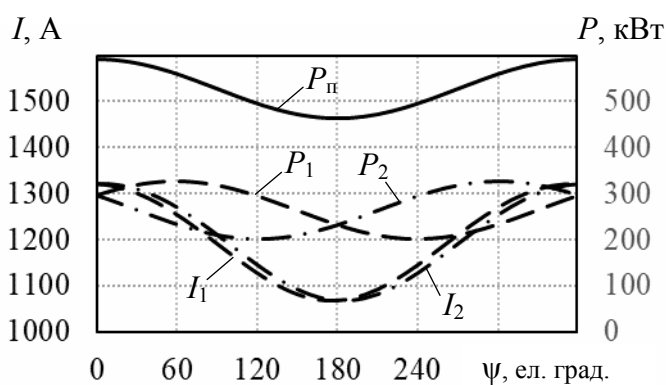


Рис. 2

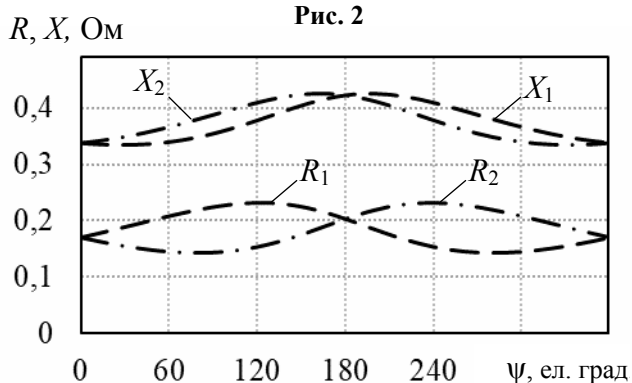


Рис. 3

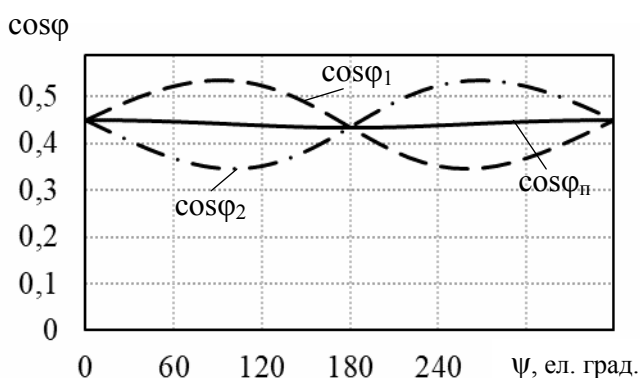


Рис. 4

живлення), ці потужності рівні, а в інших випадках – вони різні. Різними у разі двофазного живлення є і потужності тепла, що виділяється в кожному каналі. У цьому випадку відбувається своєрідне перекачування активної потужності від одного каналу до іншого. Стосовно сумарної потужності печі вона практично повторює залежності для струмів. Максимальна потужність досягається за умови  $\psi = 0$ , а мінімальна –  $\psi = 180$  ел.град.

На рис. 3 наведено залежності електромагнітних параметрів, а саме активного  $R$  і реактивного  $X$  опорів печі окремо для кожного індуктора. Природно, що обидва ці параметри однакові для обох індукторів у разі  $\psi = 0$  і  $180$  ел.град. та різні – у разі інших значень цього кута. Як впливає з цього рисунку, за умови двофазного живлення печі (тобто при  $0 < \psi < 180$  ел.град. і  $180$  ел.град.  $< \psi < 360$  ел.град.) відмінність активних опорів індукторів між собою суттєво більша порівняно з реактивними опорами. Це приводить до того, що у цьому випадку коефіцієнти потужності обох індукторів печі суттєво відрізняються між собою (рис. 4). Цікаво, що загальний коефіцієнт печі, який можна ввести як  $\cos\varphi_{\pi} = (P_1 + P_2)/(S_1 + S_2)$  і який також наведено на цьому рисунку, практично не залежить від фазового кута між напругами живлення двофазної печі.

**Висновки.** Сформульована в роботі тривимірною математичною моделлю дає змогу з достатньою для практики точністю визначати електромагнітні та енергетичні параметри індукційних каналних печей. Для двофазної каналної печі встановлено залежності зазначених параметрів від фазового кута зсуву між напругами її живлення.

Фінансується за держбюджетними темами «Розробити електромагнітні та напівпровідникові системи модульної структури для енергоефективної термообробки металевих розплавів і деталей» (шифр «ЕЛТЕРМ-П»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ НАН України від 29.05.2018 р., протокол № 9, державний реєстраційний номер роботи 0119U001212 та «Розвиток теорії, розроблення методів інтелектуалізації технологічних процесів та засобів керування, моніторингу, діагностування і вимірювання в електроенергетичних та електротехнічних системах» (шифр «ІНТЕХЕН-2»), що виконується відповідно до Постанови Президії НАН України від 18.12.2019 р. № 339 (в рамках договору № 3-137/01-20 від 02.01.2020 р.), державний реєстраційний номер роботи 0120U002125. КПКВК 6541030.

1. Иванова Л.И., Грובה Л.С., Сокунов Б.А. Индукционные каналные печи. Екатеринбург: Изд-во УГ-ТУ. УПИ. 2002. 105 с.
2. UPCAST. URL: <http://www.upcast.com>, Finland. (дата звернення: 15.05.2020)
3. Фарбман С.А., Колобнев И.Ф. Индукционные печи для плавки металлов и сплавов. М.: Металлургия. 1968. 496 с.
4. Гориславец Ю.М. Математичне моделювання електромагнітних процесів в індукційних каналних печах. *Вісник нац. ун-ту «Львівська політехніка»*. 2007. № 597. С. 61–65.
5. Comsol Multiphysics. URL: <https://www.comsol.com/>. (дата звернення: 15.05.2020)

УДК 621.35.035

### ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ДВУХФАЗНОЙ ИНДУКЦИОННОЙ КАНАЛЬНОЙ ПЕЧИ

**А.И. Бондарь**, канд. техн. наук, **А.И. Глухенький**, канд. техн. наук, **Ю.М. Гориславец**, докт. техн. наук  
Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

*Сформулирована трехмерная математическая модель для исследования электромагнитного поля индукционной каналной печи при заданных напряжениях на индукторах. Подтверждена адекватность модели путем сопоставления рассчитанных электромагнитных параметров с экспериментальными данными, полученными на промышленной печи. Для двухфазной индукционной каналной печи определено влияние фазового угла между напряжениями на индукторах на энергетические и электромагнитные параметры печи. Библи. 5, рис. 4, таблица.*

**Ключевые слова:** индукционная каналная печь, математическое моделирование, электромагнитные параметры, фазовый угол между напряжениями питания.

### ELECTROMAGNETIC PARAMETERS OF TWO-PHASE INDUCTION CHANNEL FURNACE

**O.I. Bondar**, **O.I. Glukhenkyi**, **Yu.M. Goryslavets**

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

*Three-dimensional mathematical model for study of electromagnetic field of induction channel furnace with inductors' given voltages has been formulated. The adequacy of the mathematical model has been confirmed by means of comparison of calculated electromagnetic parameters with experimental data obtained on industrial furnace. For two-phase induction channel-type furnace the influence of phase angle between inductors' voltages on energy and electromagnetic furnace parameters have been determined. References 5, figures 4, table.*

**Key words:** induction channel furnace, mathematical modelling, electromagnetic parameters, phase angle between power supply voltages.

1. Ivanova L.I., Grobova L.S., Sokunov B.A. Induction channel furnaces. Ekaterinburg: Publishing house of Ural State Technical University UPI. 2002. 105 p. (Rus)
2. UPCAST, <http://www.upcast.com>, Finland. (accessed: 15.05.2020)
3. Farbman S.A., Kolobnev I.F. Induction furnaces for melting metals and alloys. Moskva: Metallurgy. 1968. 496 p. (Rus)
4. Goryslavets Yu.M. Mathematical modelling of electromagnetic processes in induction channel furnaces. *Bulletin of the Nat. University Lvivska politehnika*. 2007. No 597. Pp. 61–65. (Ukr)
5. Comsol Multiphysics, <https://www.comsol.com/> (accessed: 15.05.2020) .

Надійшла: 18.05.2020

Received: 18.05.2020

## DEVELOPMENT OF ALGORITHMS FOR FUZZY CONTROL OF ENERGY FLOWS IN THE CONDITIONS OF UNDERGROUND IRON ORE EXTRACTION

O. Sinchuk\*, A. Kupin\*\*, I. Sinchuk\*\*\*, I. Kozakevych\*\*\*\*, I. Peresunko\*\*\*\*\*

Kyryvyi Rih National University,

Vitaly Matusevich str, 11, Kyryvyi Rih, 50027, Ukraine

e-mail: [speet@ukr.net](mailto:speet@ukr.net)

*The urgency of developing the system of automated control of energy flows in conditions of underground mining of iron ore has been shown. The principles of implementing of mentioned approaches based on the use of fuzzy logic have been proposed using previously defined criteria and algorithms of fuzzy control. The simulating of operation of fuzzy controllers in the environment of the MatLab software package has been carried out using two-part and three-part electricity tariffs. The efficiency of fuzzy controlling systems in conditions of single-channel and multi-channel controlling has been proved. The results of the application of various automated fuzzy control strategies in conditions of mining enterprises with underground mining of iron ore using two-rate and three-rate electricity tariffs have been analyzed. Corresponding recommendations for the optimizing of industrial energy consumption have been proposed. References 12, figures 8, tables 4.*

**Keywords:** automated control of energy flows, Fuzzy Logic, models, criteria, system, mine.

### 1. Introduction

More than 30% of the total production of iron ore is mined at underground mining enterprises (mines). Meanwhile, the cost of production, due to the deterioration of mining conditions on the increase in the depth of iron ore, is increasing. In this odious for the economy of both the mining companies themselves and the state as a whole, a significant part of the negative role belongs to the energy component of the iron ore production process, where more than 90% is electricity costs.

The directions of reduction, or more precisely the restriction of the growth rate of the electric power component in the complex of iron ore production, are known [3-5].

Meanwhile, all these known trends can be synthesized into two global drawbacks: to reduce electricity consumption, which means to reduce the payment for electricity consumed, or rather, to reduce the levels of electricity consumption, or more precisely, with considerable stability of this process, to reduce payment for it. The logic behind these statements is that increasing the depth of iron ore production does not even give pessimistic reasons for reducing electricity consumption. As for the second component - reducing payment levels - there is some positive in achieving the expected results.

Due to this moment, based on taking the number of measures at the relative stability of the levels of production of iron ore in the iron ore mines of Ukraine from 2015 to 2017, the share of electricity in the cost of production has increased [3-5]. Meanwhile, during 2017-2018 underground iron ore enterprises have achieved some achievements in the overall share of electricity in stabilizing the cost of production of iron ore. However, this trend was practically counterbalanced in 2019.

This is due to the fact that, according to the Law of Ukraine on the Electricity Market, since 2013 underground iron ore enterprises, like all other industrial enterprises, were forced to abandon the system of calculations with electricity supply based on three tariff rates (peak, half-peak, night) and switch to hourly rates. At the same time, the new payment structure was essentially reduced to two rate rates - peak and night. In this case, the format of payments between consumers and suppliers of electricity with additional cargo volumes of payments on the latter complicated. But the main thing is that consumers started paying more for the same amount of electricity consumed. This

---

© Sinchuk O., Kupin A., Sinchuk I., Kozakevych I., Peresunko I., 2020

ORCID ID: \*<http://orcid.org/0000-0002-7621-9979>; \*\* <http://orcid.org/0000-0001-7569-1721>;

\*\*\* <http://orcid.org/0000-0002-7702-4030>; \*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-4472-4783>;

\*\*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-4901-0061>

again emphasizes the imperfection of the existing tariffs.

At the same time, the companies continued to plan their electricity consumption by hours of the day. At the same time, the existing planning system is not perfect, considering the plan-fact ratio. This is evidenced by plan-fact indicators for many domestic iron ore mines, where fluctuations take place both higher than the plan and smaller, and, importantly, have significant variations. Ultimately, such a mismatch leads to a corresponding imbalance in the payment for electricity consumed. That is, in this embodiment, the lack of control over the levels of electricity consumption leads to significant unreasonable costs on the part of consumers.

The rejection, or even delay, at the start of the introduction of effective science-based measures to improve the power efficiency of mining and technological processing of iron ore, which will at least accelerate the exit of enterprises of the mining and metallurgical industry in the depressed stage of their development.

## 2. Statement of the problem

The problem of the optimizing of the energy consumption in conditions of iron ore mines based on the use of the fuzzy automated control system (ACS) using multi-zone energy metering tariffs is considered. So the urgency of the approach has been substantiated in operation [1], the system of optimization criteria (1) (5), restrictions (6) - (9) has been developed and algorithms for implementing many strategies for such controlling in conditions of the three-rate tariff ("Night / Half-Peak / Peak") have been proposed.

The technological process considered as a control object is complex multi-parameter, non-linear and multi-connected [2-3]. As you know, the main consumers of electricity (EE) in mines are redistribution of mining / transportation of ore mass, discharge of mine water (drainage), air supply and ventilation. [4] With this in mind, potential management criteria should be identified as (1) - (5)

$$Z^e = F(RE, HT) \Rightarrow \min, \quad (1)$$

$$P \Rightarrow \max, \quad (2)$$

$$B \Rightarrow \max, \quad (3)$$

$$B_w \Rightarrow \max, \quad (4)$$

$$B_v \Rightarrow \max, \quad (5)$$

where  $Z^e$  - is the total cost of the enterprise for electricity consumed (hourly, daily), UAH.;  $RE$  - power consumption, kW;  $HT$  - current electricity tariff, UAH / kW;  $F(\bullet)$  - some established functional dependency;  $P$  - ore mass production at the enterprise, t;  $B$  - air supply, m<sup>3</sup>;  $B_w$  - mine water pumping volume, m<sup>3</sup>;  $B_v$  - ventilation, m<sup>3</sup>.

Considering the potential complexity of solving such multicriteria problems, some of the minimax criteria above can be replaced in the future by restrictions of the type:

$$P \geq P^{\min}, \quad (6)$$

$$B \geq B^{\min}, \quad (7)$$

$$B_w \geq B_w^{\min}, \quad (8)$$

$$B_v \geq B_v^{\min}, \quad (9)$$

where  $P^{\min}$ ,  $B^{\min}$ ,  $B_w^{\min}$ ,  $B_v^{\min}$  - some boundary values of the parameters (for example, daily planned values).

The value of energy consumption in the system as a whole or in separate stages from the local criterion of the objective function (1) can thus be redefined in the form

$$RE = f(P, B, B_w, B_v), \quad (10)$$

where  $f(\bullet)$  - some function or approximation.

The sufficient efficiency of applying of the fuzzy controlling approach in conditions of three-rate tariff creates the preconditions for its verification using the currently relevant two-zone tariff type "Night / Peak". Thus, the task of developing appropriate models, the principles of their

phasing, logical inference, and defuzzification, as well as a testing performance by computer simulation is set.

### 3. Development of fuzzy models taking into account the two-part tariff

#### 3.1. The principles of phasing and forming of a base of logical rules of inference in conditions of the single-channel control.

Let us analyze the principles of phasing and the formation of a base of logical inference rules for the single-channel control. The controlling effect here is the ore flow P, the controlled parameter will be the value of the electric energy consumption from (10). The parameters of drainage, air supply, and ventilation are related to perturbing.

We define, according to the technique described in [5-7], we formalize the basic fuzzy set for our system. In our case, this set will consist of three elements ( $N = 3$ ):

$$\bar{B} = \bigcup_{i=1}^N \left\{ \frac{\beta_i}{\mu(\beta_i)} \right\} = \left\{ \frac{\beta_1}{\mu(\beta_1)}, \frac{\beta_2}{\mu(\beta_2)}, \frac{\beta_3}{\mu(\beta_3)} \right\} = \left\{ \frac{\beta_{RE}}{\mu(\beta_{RE})}, \frac{\beta_{HT}}{\mu(\beta_{HT})}, \frac{\beta_P}{\mu(\beta_P)} \right\}, \quad (11)$$

where  $\bar{B}$  - the basic fuzzy set;  $\beta_i$  - fuzzy value of a specific parameter (for example, manager or managed);  $\beta_1 = \beta_{RE}$  - the corresponding fuzzy value for the energy consumption parameter;  $\beta_2 = \beta_{HT}$  - fuzzy value for the tariff;  $\beta_3 = \beta_P$  - fuzzy ore flow;  $\mu(\beta_i)$ ,  $\mu(\beta_1)$ ,  $\mu(\beta_2)$ ,  $\mu(\beta_3)$ ,  $\mu(\beta_{RE})$ ,  $\mu(\beta_{HT})$ ,  $\mu(\beta_P)$  - the value of membership functions for the corresponding parameters.

We determine the sets of linguistic variables (terms) for all of the fuzzy parameters above:

$$T_1^{EE} = \left\{ \frac{MIN}{NB}, \frac{Average}{Z}, \frac{MAX}{PB} \right\}, \quad (12)$$

$$T_2^{Tariff} = \left\{ \frac{Night}{NS}, \frac{Peak}{PS} \right\}, \quad (13)$$

$$T_3^{Ore} = \left\{ \frac{MIN}{NB}, \frac{Average}{Z}, \frac{MAX}{PB} \right\}, \quad (14)$$

where  $T_1^{EE}$ ,  $T_2^{Tariff}$ ,  $T_3^{Ore}$  - identifiers of multiple terms for fuzzy variables: energy consumption (EE), tariff setting and ore flow; {MIN, average, MAX} + {Night, Peak}, {NB, Z, PB} + {NS, PS} full or abbreviated identifiers to indicate the corresponding values of these terms.

As can be seen from the sets (11) - (14), the three-digit scale is taken for subsequent work by the parameters of energy consumption and ore flow and for the variable tariff - two-digit. However, if necessary, the quantitative values of all these scales can be changed in any direction.

Subsequently, for the implementation of the fuzzification of fuzzy variables of the set (12) and (14), standard triangular membership functions have been chosen, and for the set (13) has been chosen tangential. An example of the parameterization of these variables and functions has been performed using the environment of the MATLAB application. The example of such parameterization based on statistics from the Rodina mine is shown in Fig.1.

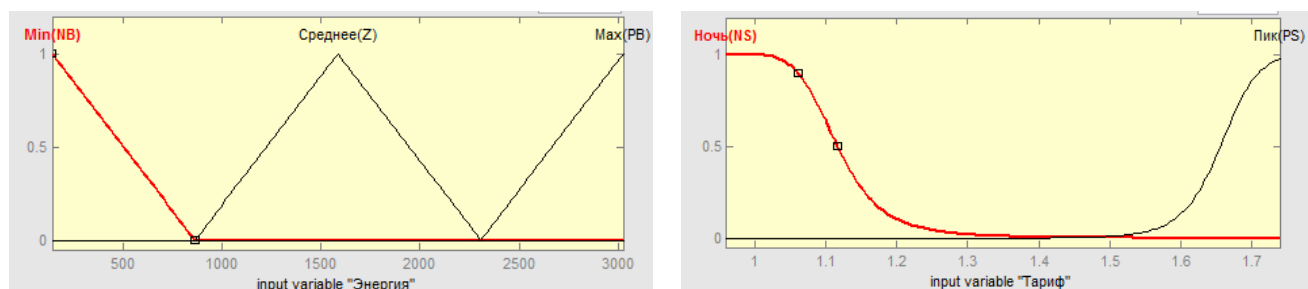


Fig. 1

We previously defined fuzzy sets (11) and the corresponding terms (12) - (14), we will form fuzzy inference rules in the form:

- 1) IF “Electric Energy Consumption” = “MIN” (NB) AND “Tariff” = “Peak” (PS) THEN “Ore flow” = “MIN” (NB);
- 2) IF “Electric Energy Consumption” = “MAX” (PB) AND “Tariff” = “Night” (NS) THEN “Ore flow” = “MAX” (PB);
- 3) IF “Electric Energy Consumption” = “Average” (Z) AND “Tariff” = “Night” (NS) THEN “Ore flow” = “MAX” (PB);
- 4) IF “Electric Energy Consumption” = “Average” (Z) AND “Tariff” = “Peak” (PS) THEN “Ore flow” = “MIN” (NB);
- 5) IF “Electric Energy Consumption” = “MIN” (NB) AND “Tariff” = “Night” (NS) THEN “Ore flow” = “MAX” (PB);
- 6) IF “Electric Energy Consumption” = “MAX” (PB) AND “Tariff” = “Peak” (PS) THEN “Ore flow” = “MIN” (NB).

Table 1

Tariff [ <i>Ore flow</i> ]	Electric Energy Consumption		
	MIN (NB)	Average (Z)	MAX (PB)
Peak (PS)	[NB]	[NB]	[NB]
Night (NS)	[PB]	[PB]	[PB]

As the basic algorithm for the subsequent defuzzification procedure, we adopt the standard Mamdani method.

### 3.2. The principles of phasing and forming of a base of logical inference rules in conditions of the three-channel control.

This type of control is implemented by two or three control actions (11). For example, Ore + Drainage + Ventilation. The control actions here are ore flow and the volume of water pumping and ventilation, a controlled parameter will be the value of electricity consumption from (10). The air supply parameter remains perturbing. The general principles of phasing and the formation of a base of logical inference rules for the three-channel control are as follows.

Basic fuzzy set (16) for the possibility of implementing of the three-channel control. In our case, this set will include 5 elements now ( $N = 5$ ):

$$\bar{B} = \bigcup_{i=1}^N \left\{ \frac{\beta_i}{\mu(\beta_i)} \right\} = \left\{ \frac{\beta_1}{\mu(\beta_1)}; \frac{\beta_2}{\mu(\beta_2)}; \frac{\beta_3}{\mu(\beta_3)}; \frac{\beta_4}{\mu(\beta_4)}; \frac{\beta_5}{\mu(\beta_5)} \right\} = \left\{ \frac{\beta_{RE}}{\mu(\beta_{RE})}; \frac{\beta_{HT}}{\mu(\beta_{HT})}; \frac{\beta_P}{\mu(\beta_P)}; \frac{\beta_{Bw}}{\mu(\beta_{Bw})}; \frac{\beta_{Bv}}{\mu(\beta_{Bv})} \right\}, \quad (15)$$

where  $\beta_5 = \beta_{Bv}$  - the fuzzy value for drainage;  $\mu(\beta_5)$ ,  $\mu(\beta_{Bv})$  - corresponding to the value of the membership function.

Then, to the sets of terms already defined above (11-14), you need to additionally define the terms:

$$T_4^{Water} = \left\{ \frac{MIN}{NB}; \frac{Average}{Z}; \frac{MAX}{PB} \right\}, \quad (16)$$

$$T_5^{Ventilation} = \left\{ \frac{MIN}{NB}; \frac{Average}{Z}; \frac{MAX}{PB} \right\}, \quad (17)$$

where  $T_4^{Water}$  - the term identifier for the fuzzy variable volume of water pumping;  $T_5^{Ventilation}$  - term identifier for the fuzzy variable mine ventilation volume.

In view of (15) - (17), we give a few examples of the formation of fuzzy inference rules for this type of control:

- 1) IF “Power Consumption” ( $\beta_1$ ) = “MIN” (NB) AND “Tariff” ( $\beta_2$ ) = “Peak” (PS) THEN “Ore flow” = “MIN” (NB), "Drainage" = "MIN" (NB), "Ventilation" = "MIN" (NB);
- 2) IF “Electric Energy Consumption” ( $\beta_1$ ) = “MAX” (PB) AND “Tariff” ( $\beta_2$ ) = “Night” (NS) THEN “Ore Flow” = “MAX” (PB), "Drainage" = "MAX" (PB), "Ventilation" = "MAX" (PB);
- 3) IF “Electric Energy Consumption” ( $\beta_1$ ) = “Average” (Z) AND “Tariff” ( $\beta_2$ ) = “Night” (NS) THEN “Ore flow” = “MAX” (PB), "Drainage" = "MAX" (PB), "Ventilation" = “MAX” (PB);
- 4) IF “Electric Energy Consumption” = “Average” (Z) AND “Tariff” = “Peak” (PS) THEN “Ore flow” = “MIN” (NB), "Drainage" = “MIN” (NB), "Ventilation" = “MIN” (NB);
- 5) IF “Electric Energy Consumption” = “MIN” (NB) AND “Tariff” = “Night” (NS) THEN “Ore flow” = “MAX” (PB), "Drainage" = “MAX” (PB), "Ventilation" = “MAX” (PB);
- 6) IF “Electric Energy Consumption” = “MAX” (PB) AND “Tariff” = “Peak” (PS) THEN “Ore flow” = “MIN” (NB), "Drainage" = “MIN” (NB), "Ventilation" = “MIN” (NB).

Extended tables (Tab. 2, Tab. 3) of inferences for fuzzy variables (16), (17) shown below. For a boolean variable ore flow  $\beta_3 = \beta_p$  a similar table Tab. 1 can be used, which was given above.

Table 2

Tariff [ <i>Ore flow</i> ]	Drainage		
	MIN (NB)	Average (Z)	MAX (PB)
Peak (PS)	[NB]	[NB]	[NB]
Night (NS)	[PB]	[PB]	[PB]

Table 3

Tariff [ <i>Ore flow</i> ]	Ventilation		
	MIN (NB)	Average (Z)	MAX (PB)
Peak (PS)	[NB]	[NB]	[NB]
Night (NS)	[PB]	[PB]	[PB]

#### 4. Computer simulation of the operation of fuzzy ACS

To simulate the operation of the ACS of mine energy consumption, we will use the environment of the Fuzzy Logic Toolbox (FLT) module from the well-known mathematical software package MATLAB. To do this, we use the standard fuzzy simulating technique described in [7].

**4.1. Simulating of the single-channel control.** The forming of a fuzzy controller will be carried out using the example of the single-channel control via the Rudopotok-> Energy Consumption channel based on statistics from the data received at Rodina mine (Kryvyi Rih, Tab. 4). Taking into account the fuzzy variables defined above, fuzzy sets (11) - (14), and membership functions (Fig. 1), the input and output parameters are set in the FIS editor (Fig. 2). For defuzzification the Mamdani algorithm will be used [8, 9].

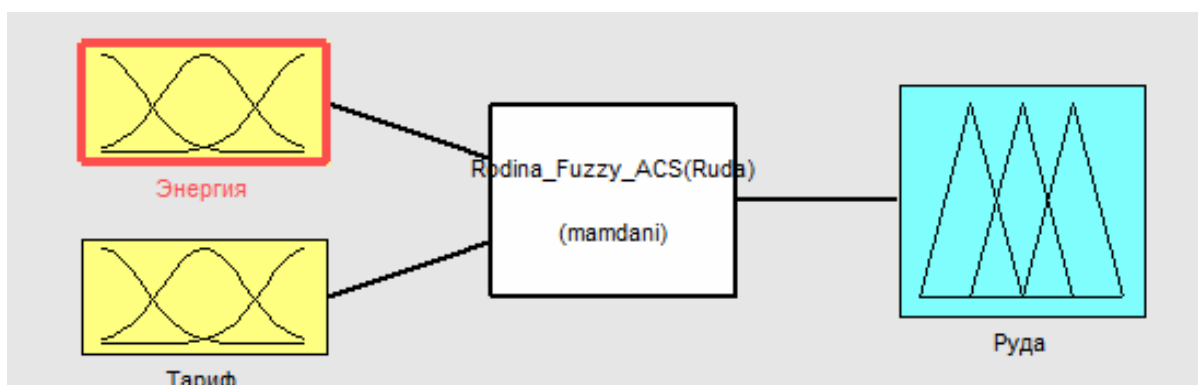


Fig. 2

Table 4

Times of day	1.Power consumption, kW	2.Ore, t	EE consumption forecast	ACS reaction (FLC)	Energy cost (without ACS), UAH*	Energy cost (with ACS), UAH*
0:00	1824	132	2034,64	147	1 751,04	1 953,26
0:30	3024	219	2795,86	202	2 903,04	2 684,03
1:00	2688	194	2795,86	202	2 580,48	2 684,03
1:30	2976	215	2795,86	202	2 856,96	2 684,03
2:00	2736	198	2795,86	202	2 626,56	2 684,03
2:30	2976	215	2795,86	202	2 856,96	2 684,03
3:00	2976	215	2795,86	202	2 856,96	2 684,03
3:30	1968	142	2090	151	1 889,28	2 006,40
4:00	144	10	2795,86	202	138,24	2 684,03
4:30	2400	173	2795,86	202	2 304,00	2 684,03
5:00	1440	104	2006,96	145	1 382,40	1 926,68
5:30	1248	90	2076,16	150	1 198,08	1 993,12
6:00	192	14	2795,86	202	184,32	2 684,03
6:30	192	14	2795,86	202	184,32	2 684,03
7:00	192	14	2795,86	202	184,32	2 684,03
7:30	192	14	2795,86	202	184,32	2 684,03
8:00	144	10	2795,86	202	138,24	2 684,03
8:30	192	14	2795,86	202	184,32	2 684,03
9:00	192	14	372,415	26,9	334,08	648,00
9:30	192	14	372,415	26,9	334,08	648,00
10:00	192	14	372,415	26,9	334,08	648,00
10:30	192	14	372,415	26,9	334,08	648,00
11:00	144	10	372,415	26,9	250,56	648,00
11:30	192	14	372,415	26,9	334,08	648,00
12:00	1776	128	1150,24	83,1	3 090,24	2 001,42
12:30	2880	208	372,415	26,9	5 011,20	648,00
13:00	1296	94	1121,18	81	2 255,04	1 950,85
13:30	2592	187	372,415	26,9	4 510,08	648,00
14:00	2640	191	372,415	26,9	4 593,60	648,00
14:30	2016	146	1042,29	75,3	3 507,84	1 813,58
15:00	1200	87	1075,51	77,7	2 088,00	1 871,38
15:30	144	10	372,415	26,9	250,56	648,00
16:00	1536	111	1169,62	84,5	2 672,64	2 035,14
16:30	2688	194	372,415	26,9	4 677,12	648,00
17:00	1824	132	1137,79	82,2	3 173,76	1 979,75
17:30	2160	156	870,668	62,9	3 758,40	1 514,96
18:00	2496	180	372,415	26,9	4 343,04	648,00
18:30	1632	118	1169,62	84,5	2 839,68	2 035,14

19:00	192	14	372,415	26,9	334,08	648,00
19:30	144	10	372,415	26,9	250,56	648,00
20:00	192	14	372,415	26,9	334,08	648,00
20:30	192	14	372,415	26,9	334,08	648,00
21:00	192	14	372,415	26,9	334,08	648,00
21:30	144	10	372,415	26,9	250,56	648,00
22:00	192	14	372,415	26,9	334,08	648,00
22:30	192	14	372,415	26,9	334,08	648,00
23:00	192	14	372,415	26,9	334,08	648,00
23:30	1776	128	2020,8	146	1 704,96	1 939,97
<b>Total</b>	<b>58896</b>	<b>4255</b>	<b>65928,3</b>	<b>4763,1</b>	<b>79 640,64</b>	<b>76 206,11</b>

Note: (\*) – calculation of the cost of energy efficiency based on a 2-rate tariff [10].

In the process of phasing, the corresponding maximum and minimum daily parameters have been determined:

- power consumption (144; 3024) kW / day;
- ore mining (10; 219) t / day.

Based on such data, a 3d model of the surface has been obtained for fuzzy inference for the developed fuzzy model (Fig. 3).

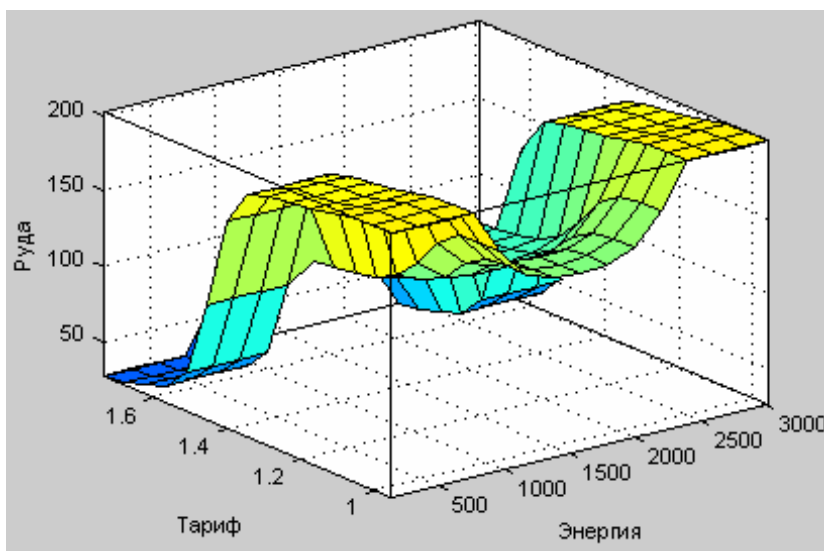


Fig. 3

Using the appropriate MATLAB FLT mode for simulating of fuzzy inference procedures, we verify the operation of the model and then calculate the expected fuzzy controller response to control actions. In this case, different values of the two-zone tariff for consumed electricity are used. The current data for DTEK Dneproblenergo (for industrial consumers of the 1st category) have been taken as base tariffs (Fig. 4) [10].

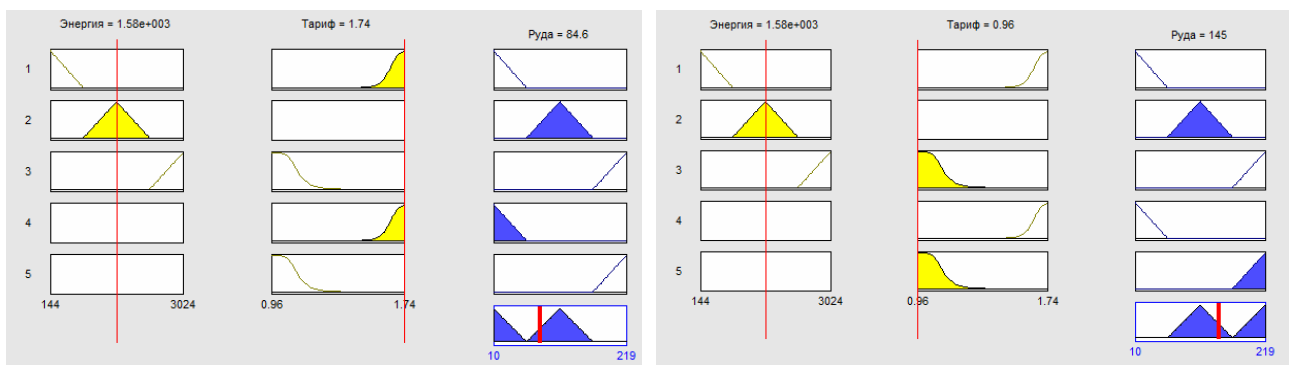
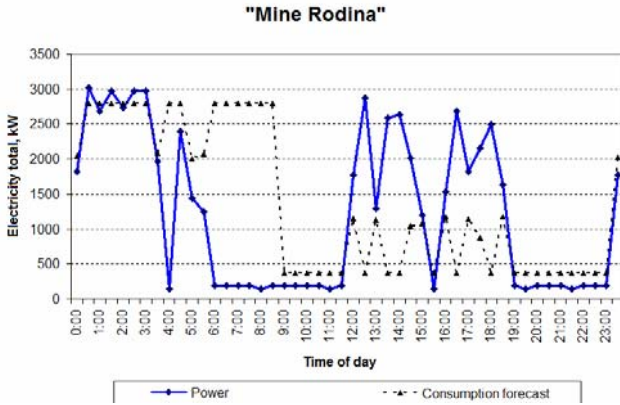
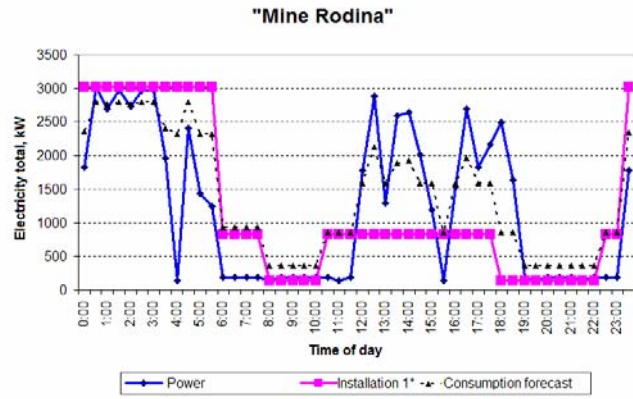


Fig. 4

Fig. 5 and Fig. 6 show the results of simulating the operation of the fuzzy single-channel ACS of energy consumption based on one control action - daily ore production distributed over time. The simulating resolution of the controller has been 0.5 hours = 30 minutes.

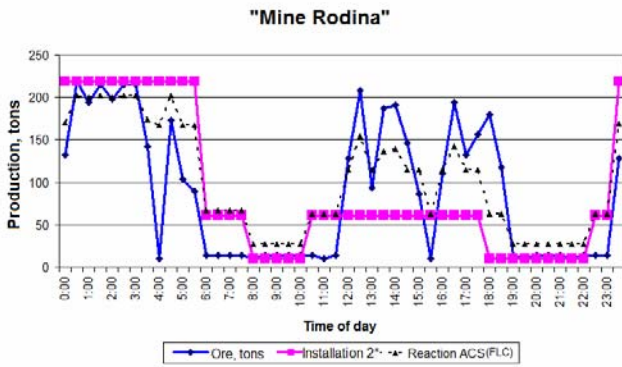


(1)

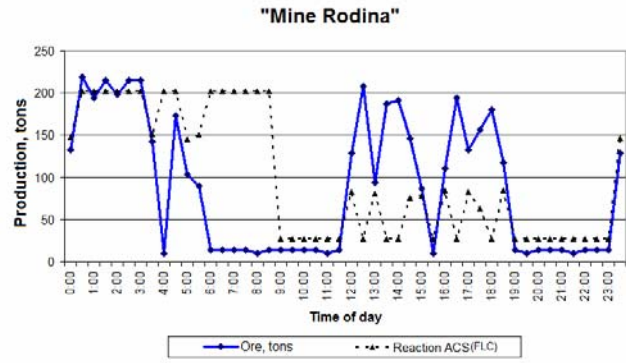


(2)

Fig. 5



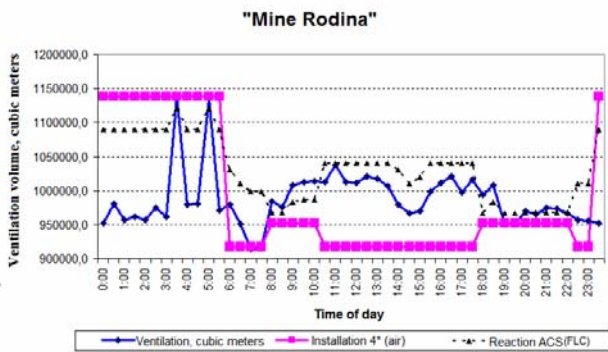
(1)



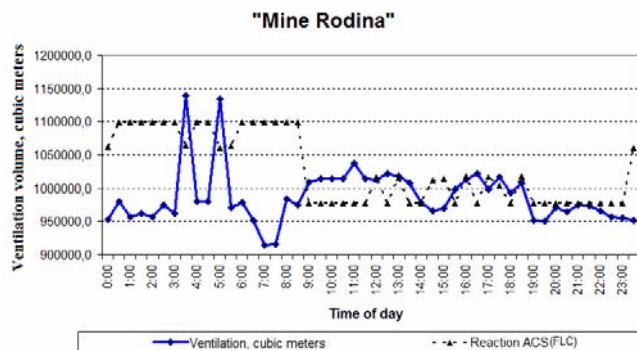
(2)

Fig. 6

Analysis of the simulation results Fig. 7 and Fig. 8 and the performed analytical calculations show that the use of minimax criteria of the type (1) - (2) in conditions of the Rodina mine allows increasing the daily ore mining by 14.85% (i.e., more than 600 tons/day). At the same time, daily electricity consumption will similarly increase by 14.86% [1], and the cost of using electricity, taking into account the three-zone tariff, will increase by 10.83%. However, at the current value of salable iron ore in the world market [11-12], this may be offset by potential sales income.



(1)



(2)

Fig. 7

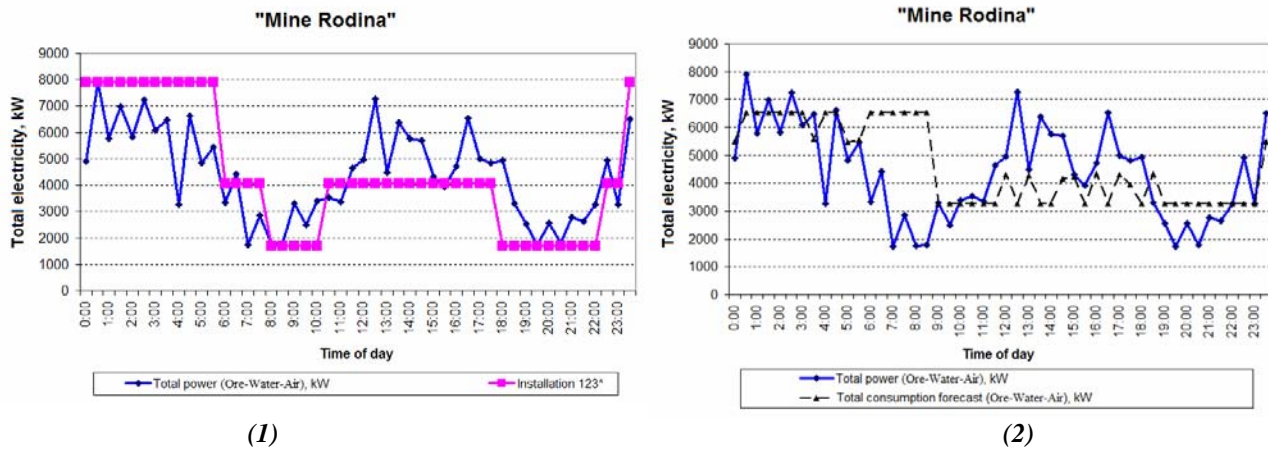


Fig. 8

**4.2. Simulating of the multi-channel control.** The basic principles of the forming of fuzzy controllers (including phasing, fuzzy inference, dephasing, etc.), as well as the algorithms of their operation in conditions of multi-channel control, have been described above. We present the results of the simulating of automated energy control using the example of two channels ("Ore ...", "Water ...") and three channels ("Ore ...", "Water ...", "Air ..."). The basic calculations have been carried out using the statistics of the Rodina mine as an example. However, as the made analysis testifies using this methodology, these results can be similarly reproduced for all strategies of algorithms (Figs. 2 and 3) and in conditions of other enterprises (mines) with underground mining of iron ore.

**Conclusions.** 1. Using the Fuzzy Logic Toolbox software module of the MATLAB software package, single and multi-channel fuzzy controllers have been developed and simulated for controlling the mine energy consumption by applying one or more control actions {"Ore", "Water", "Air"}. It was found that the use of minimax strategy in all cases leads to increasing: daily ore production and EE consumption by 15-50 %% and corresponding costs by 11-75%. At the same time, calculations have shown that the potential income from the sale of additional volume of iron ore will fully compensate for these costs (due to a more rational redistribution of material and energy flows in the conditions of the 3-zone tariff). Using of the two-rate ("Night / Peak") tariff instead of the three-rate ("Night / Half-peak / Peak") at the same time leads to increasing of the daily cost of energy consumption by 12.88% at the single-channel regulation of ore flow and, accordingly, 7.1% at the two-channel management of ore flow and the drainage simultaneously. The applying of the fuzzy regulators allows to compensate for these losses. 3. Using of automated control systems by fuzzy 3-channel regulation of ore flow, drainage and ventilation allow even in conditions of the two-rate tariff (due to a more rational redistribution of daily intervals) to reduce the cost of energy efficiency (for example, according to the Rodina mine, with an increase in daily energy consumption by 4.45%; total costs are reduced by 2.5%). 4. Applying these approaches will allow to implement automated control of the process of mine energy consumption in real-time and optimize the cost of energy efficiency.

1. Sinchuk O., Kupin A., Sinchuk I., Kozakevich I., Dozorenko O. Optimization of energy consumption in conditions of iron ore mines based on the use of fuzzy logic. *Electricity and energy-saving systems*. Kremenchuk: KrNU, 2019. Edition.3. 2019 (47). Pp.58–65. (Eng)
2. Denisov A. Theory of large control systems. A.Denisov, D.Kolesnikov. L.: Energy Publishing House. Leningrad Department, 1982. 287 p. (Rus)
3. Molchanov A. Modeling and design of complex systems. Molchanov A., K.: High school, 1988. Pp. 359. (Rus)
4. Meerov M. Multiply connected control systems. M. Meerov, A. Akhmetzyanov, Y. Bershchansky, etc.; under the editorship of M. Meerova., M : Nauka, 1990 . 264 p. (Rus)
5. Dorf R. Modern control systems. R. Dorf, R. Bishop; Trans. from English. M.: Laboratory of Basic Knowledge, 2004. 832 p. (Eng)
6. Kupin A. Intellectual identification and control in conditions of processes of enrichment technology: Monograph. A. Kupin. Krivoy Rog: KTU. 2008. 204 p. (Ukr)

7. Leoninkov A. Fuzzy modeling in MATLAB and fuzzy TECH., A. Leoninkov. SPb.: BHV-S.Peterburg, 2003. 736 p. (Rus)
8. Bodiansky E. Methods of computational intelligence in control systems for control of technological processes of ferroalloy production. Bodiansky E., Kuchenrenko E., Mikhalev O., Filatov V., Gasik M. Monograph (Scientific Edition). Dnepropetrovsk: NMetAU, 2011. 420 p. (Ukr)
9. Kupin, A., Senko, A. Principles of intellectual control and classification optimization in conditions of technological processes of beneficiation complexes. CEUR Workshop Proceedings 1356, 2015. Pp. 153–160. (Eng)
10. Internet resource, access method: <https://dnep.com.ua/tariffs-business/01.06.2019>
11. Internet resource, access method: <https://www.ukrrudprom.com/news/25.11.2019>
12. Internet resource, access method: <https://epravda.com.ua/27.05.2019>.

УДК 004.896

### **РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ДЛЯ НЕЧЕТКОГО УПРАВЛЕНИЯ ЭНЕРГОПОТОКАМИ В УСЛОВИЯХ ПОДЗЕМНОЙ ДОБЫЧИ ЖЕЛЕЗНОЙ РУДЫ**

**О. Н. Синчук**, докт. техн. наук, **А. И. Купин**, докт. техн. наук, **И. О. Синчук**, канд. техн. наук, **И.А. Козакевич**, канд. техн. наук, **И.И. Пересунько**

Криворожский национальный университет,  
ул. Виталия Матусевича, 11, г. Кривой Рог, 50027, Украина  
e-mail: [speet@ukr.net](mailto:speet@ukr.net)

*Показана актуальность автоматизированного управления энергетическими потоками в условиях подземной добычи железной руды. Определены: вектор состояния объекта, основные информационные параметры, управляющие воздействия и возмущения. Разработаны алгоритмы автоматизированного управления с использованием нескольких стратегий и каналов управления. Предложены принципы реализации указанных алгоритмов на основе использования нечеткой логики (Fuzzy Logic). Осуществлено моделирование работы нечетких контроллеров в среде программного пакета MatLab. Доказана работоспособность алгоритмов функционирования нечетких регуляторов в условиях одноканального и многоканального управления. Библ. 12, рис. 8, табл. 4.*

**Ключевые слова:** автоматизированное управление энергопотоками, Fuzzy Logic, алгоритмы, критерии, система, шахта.

УДК 004.896

### **РОЗРОБКА АЛГОРИТМІВ ДЛЯ НЕЧІТКОГО КЕРУВАННЯ ЕНЕРГОПОТОКАМИ В УМОВАХ ПІДЗЕМНОГО ВИДОБУТКУ ЗАЛІЗНОЇ РУДИ**

**О. М. Сінчук**, докт. техн. наук, **А. І. Купін**, докт. техн. наук, **І. О. Сінчук**, канд. техн. наук, **І. А. Козакевич**, канд. техн. наук, **І. І. Пересунько**

Криворізький національний університет,  
вул. Віталія Матусевича, 11, м. Кривий Ріг, 50027, Україна  
e-mail: [speet@ukr.net](mailto:speet@ukr.net)

*Показано актуальність автоматизованого управління енергетичними потоками в умовах підземного видобутку залізної руди. Визначено вектор стану об'єкта, основні інформаційні параметри, керуючий вплив та обурення. Розроблено алгоритми автоматизованого управління з використанням декількох стратегій і каналів управління. Запропоновано принципи реалізації зазначених алгоритмів на основі використання нечіткої логіки (Fuzzy Logic). Здійснено моделювання роботи нечітких контролерів у середовищі програмного пакету MatLab. Доведено працездатність алгоритмів функціонування нечітких регуляторів в умовах одноканального і багатоканального управління. Бібл. 12, рис. 8, табл. 4.*

**Ключові слова:** автоматизоване управління енергопотоками, Fuzzy Logic, алгоритми, критерії, система, шахта.

Received: 28.02.2020  
Надійшла: 28.02.2020