



# ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА  
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ  
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ  
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ  
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ  
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

**№ 5**  
**2022**

## РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ\*

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

## EDITORIAL BOARD\*

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

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

## INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

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

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

### Адреса редакції:

03057, м. Київ, проспект Перемоги, 56,

Інститут електродинаміки НАН України.

Тел. (044) 366 26 57.

Email: [ted@ied.org.ua](mailto:ted@ied.org.ua)

<https://techned.org.ua>

## ЗМІСТ

**Теоретична електротехніка та електрофізика**

ЩЕРБА А.А., СУПРУНОВСЬКА Н.І. Формування біполярних імпульсних струмів у навантаженні ємнісних накопичувачів енергії електророзрядних установок .....3

ЖИЛЬЦОВ А.Н., БЕРЕЗЮК А.О., ВИШТАК Т.В. Тривимірний математичний модель трифазного теплогенератора індукційного типу з використанням методу вторинних джерел .....8

ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., КУЧЕРЯВА І.М. Захищені ізоляцією проводи для повітряних ліній електропередачі на середню напругу: переваги, комп'ютерні розрахунки ..... 14

СЕГЕДА М.С., ГОГОЛЮК П.Ф., БЛИЗНАК Ю.В. Математична модель для аналізу перехідних процесів в двообвиткових трансформаторах у методі прямих ..... 18

**Перетворення параметрів електричної енергії**

OLESCHUK V.I. Grid-connected PV system employing three inverters regulated by synchronous scheme of PWM .....23

ЛИПКІВСЬКИЙ К.О., МОЖАРОВСЬКИЙ А.Г. Комбінована трансформаторно-ключова виконавча структура двофункційного перетворювача з дискретно-разовим керуванням .....29

ПАВЛОВСЬКИЙ В.О., ГУРІН В.К., ЮРЧЕНКО О.М. Підвищення ефективності захисту електротехнічної та радіоелектронної апаратури від високовольтних короткочасних сплесків напруги в мережі електроживлення ..... 34

**Електромеханічне перетворення енергії**

АКІНІН К.П., КІРЕЄВ В.Г., ПЕТУХОВ І.С. Математичне моделювання електричної машини з триступеневим гіростабілізованим ротором .....38

ПЕРЕСАДА С.М., НІКОНЕНКО Є.О., КОВБАСА С.М., КУЗНЕЦОВ О. Спостерігач потоко-зчеплення, адаптивний до змін активного опору асинхронних двигунів .....45

ЖАРКІН А.Ф., ПАВЛОВ В.Б., ГРЕБЕНІКОВ В.В. Експериментальні дослідження контролера для керування тяговим електродвигуном на постійних магнітах .....52

**Електроенергетичні системи та устаткування**

КИРИЛЕНКО О.В., ПАВЛОВСЬКИЙ В.В., БЛІНОВ І.В. Науково-технічне забезпечення організації роботи ОЕС України в синхронному режимі з європейською континентальною енергетичною системою ENTSO-E .....59

БОРУКАЄВ З.Х., ЄВДОКІМОВ В.А., ОСТАПЧЕНКО К.Б. Обчислювальний метод вузлової трансформації процесу ціноутворення на ринку електроенергії .....67

**Електротехнологічні комплекси та системи**

РЕСНЕНІК М.В., BURIAN S.O., ZEMLIANUKHINA H.Y., PUSHKAR M.V., TERIAIEV V.I. Investigation of energy efficiency of water supply system when powered by an alternative energy source .....77

**Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці**

БРАГІНЕЦЬ І.О., МАСЮРЕНКО Ю.О. Методи підвищення завадостійкості високоточних лазерних оптикоелектронних систем для вимірювання лінійних переміщень .....82

ДО 75-РІЧЧЯ Михайла Васильовича Загірняка .....88

**CONTENTS**

**Theoretical electrical engineering and electrophysics**

SHCHERBA A.A., SUPRUNOVSKA N.I. Formation of bipolar pulse currents in the load of capacitive energy storages of electric discharge installations ..... 3

ZHYLTSOV A.V., BEREZIUK A.O., VISHTAK T.V. Three-dimensional mathematical model of three-phase heat generator of induction type based on the method of secondary sources ..... 8

PODOLTSEV O.D., KUCHERIAVA I.M. Protected insulated wires for medium-voltage overhead power lines: advantages, computations ..... 14

SEHEDA M.S., GOGOLYUK P.F., BLYZNAK Y.V. Mathematical model for analysis of transient in two-windings transformers in the straights method ..... 18

**Conversion of electric energy parameters**

OLESCHUK V.I. Grid-connected PV system employing three inverters regulated by synchronous scheme of PWM ..... 23

LYPKIVSKYI K.O., MOZHAROVSKYI A.G. Combined transformer-and-switches executive structure of a two-function converter with discrete-time control ..... 29

PAVLOVSKYI V.O., GURIN V.K., YURCHENKO O.M. Increasing of electrical and radioelectronic equipment's immunity against high voltage short-duration pulse disturbances in the mains ..... 34

**Electromechanical energy conversion**

AKININ K.P., KIREYEV V.G., PETUKHOV I.S., FILOMENKO A.A. Mathematical modeling of electric machine with three-degree-of-freedom gyro-stabilized rotor ..... 38

PERESADA S.M., NIKONENKO Y.O., KOVBASA S.M., KUZNIETSOV O. Flux observer adaptive to induction motors active rotor resistance variations ..... 45

ZHARKIN A.F., PAVLOV V.B., GREBENIKOV V.V. Experimental research of the controller for control of the traction electric motor on permanent magnets ..... 52

**Electric power systems and installations**

KYRYLENKO O.V., PAVLOVSKY V.V., BLINOV I.V. Scientific and technical support for organizing the work of the IPS of Ukraine in synchronous mode with the continental European power system ENTSO-E ..... 59

BORUKAIEV Z.Kh., EVDOKIMOV V.A., OSTAPCHENKO K.B. Computational method of nodal transformation of the pricing process in the electricity market ..... 67

**Electrotechnological complexes and systems**

PECHENIK M.V., BURIAN S.O., ZEMLIANUKHINA H.Y., PUSHKAR M.V., TERIAIEV V.I. Investigation of energy efficiency of water supply system when powered by an alternative energy source ..... 77

**Information-measuring systems in power engineering**

BRAHYNETS I.O., MASJURENKO Yu.O. Methods for improving the noise immunity of high-precision laser optoelectronic systems for measuring linear displacements ..... 82

TO THE 75<sup>th</sup> ANNIVERSARY of M.V.Zagiriak ..... 88

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

**ФОРМУВАННЯ БІПОЛЯРНИХ ІМПУЛЬСНИХ СТРУМІВ У НАВАНТАЖЕННІ ЄМНІСНИХ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕНЕРГІЇ ЕЛЕКТРОРОЗРЯДНИХ УСТАНОВОК**

**А.А. Щерба\***, чл.-кор. НАН України, **Н.І. Супруновська\*\***, докт. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [iednat1961@gmail.com](mailto:iednat1961@gmail.com)

*Запропоновано метод стабілізації перехідних процесів розряду ємнісних накопичувачів енергії (ЄНЕ) електророзрядних установок (ЕРУ) на навантаження, електричний опір якого може змінюватися нелінійно і стохастично. Метод базується на використанні в ЕРУ одного формувача постійної напруги (ФПН), який по чергово здійснює коливальний заряд до необхідної напруги двох ЄНЕ, та введенні в зарядні та розрядні контури цих ЄНЕ напівпровідникових комутаторів і розроблених алгоритмів їхнього включення, за якими у навантаженні ЕРУ по чергово формуються біполярні розрядні струми незалежно від характеру змінення його електричного опору. Частота і тривалість додатних та від'ємних розрядно-імпульсних струмів у навантаженні можуть бути однаковими або різними в залежності від вибраних параметрів елементів розрядних контурів двох ЄНЕ. Використання розробленого методу забезпечує формування уніполярних режимів в конденсаторах кожного ЄНЕ, що дає змогу вибирати їх на меншій напрузі, збільшувати їхній ресурс і зменшувати вартість. Крім цього, за однакової ємності ЄНЕ загальний електричний заряд, що протікає у навантаженні, практично дорівнює нулю після кожної парної кількості розрядів. Це суттєво зменшує дію у навантаженні електрохімічних процесів, зокрема електрохімічного руйнування аноду технологічного апарату ЕРУ, яке неминуче виникає через формування уніполярних імпульсних струмів. Використання біполярних розрядних струмів у навантаженні ЕРУ також підвищує стійкість режимів розрядів в ЕРУ за рахунок обмеження тривалості можливих довгих аперіодичних струмів під час розряду одного ЄНЕ початком зустрічного струму чергового розряду іншого ЄНЕ. Бібл. 10, рис. 3, табл. 1.*

**Ключові слова:** перехідні процеси, заряд і розряд конденсатора, біполярний імпульсний струм, тривалість, частота, стійкість, електророзрядна установка.

Використання ємнісних накопичувачів електроенергії (ЄНЕ) в електророзрядних установках (ЕРУ) забезпечили реалізацію таких сучасних технологій як електрогідравлічна обробка матеріалів [1], фізичне моделювання електромагнітних впливів через удари блискавок і коротких замикань електромереж [2] та отримання іскроерозійних мікропорошків з унікальними експлуатаційними властивостями [3, 4]. ЕРУ, приведені в [1–4], формують уніполярні імпульсні струми, які виникають через розряд їхніх ЄНЕ на низькоомне (менше 0,4 Ом) технологічне навантаження. У роботі [5] приведено розроблену ЕРУ, яка формує біполярні струми, але з меншими швидкостями їхнього наростання та у більш високоомному навантаженні (газовому проміжку між електродами, що має опір у десятки Ом).

Під час розробки установок об'ємного електроіскрового диспергування (ОЕІД) шару металевих гранул у рідинах необхідно вирішувати проблеми інтенсифікації силового впливу імпульсних електророзрядних струмів на отримані електроіскрові порошки, яка підвищує продуктивність ЕРУ [6] та зменшує середні розміри електроіскрових порошків [7]. Для цього підвищують швидкість наростання розрядних струмів у стохастичному навантаженні [8], зменшують втрати електроенергії шляхом регулювання початкових і кінцевих напруг під час заряду й розряду ЄНЕ [9] та примусово обмежують тривалість розрядних імпульсних струмів у навантаженні [10].

В той же час основним шляхом підвищення енергетичної та технологічної ефективності більшості ЕРУ є збільшення частоти їхніх зарядно-розрядних циклів та стабільності параметрів розрядних струмів, не зважаючи на можливе стохастичне змінення електричного опору електроіскрового

навантаження [8]. Проте залишається практична зацікавленість до створення ЕРУ, здатних зменшувати тривалість імпульсного струму у навантаженні, що забезпечує зменшення максимальних розмірів отримуваних електроіскрових порошків [5, 6] та покращення їхніх експлуатаційних властивостей [3–7]. Працездатність ЕРУ неможлива також без обмеження тривалості струму розряду ЄНЕ у навантаженні [10], причому навіть за стохастичного змінення електричного опору навантаження [8] частота зарядно-розрядних циклів накопичувальних конденсаторів [9] повинна залишатися стабільною. В протилежному випадку можуть виникати недопустимі технологічні режими ЕРУ або аварійні відключення.

Під час формування уніполярних імпульсних струмів у навантаженні ЕРУ, яким є шар металевих гранул між електродами, неминуче виникають відомі процеси електрохімічного розчинення одного із електродів (аноду), яке збільшує довжину міжелектродного проміжку, зменшуючи стабільність і продуктивність процесів ОЕІД гранул. Використання одних і тих же конденсаторів для формування біполярних імпульсів у навантаженні в декілька разів збільшує їхню вартість і зменшує ресурс.

Тому **метою даної роботи** була розробка методу формування біполярних імпульсних струмів у навантаженні ЕРУ з накопичувальними конденсаторами для ОЕІД металів, який дає змогу стабілізувати тривалість розрядних імпульсних струмів у навантаженні без зменшення інтенсивності силового впливу таких струмів на гранули та отримані порошки, збільшити ресурс ЕРУ за рахунок рівномірного спрацювання їхніх електродів, збільшити ресурс та зменшити вартість конденсаторів.

Було запропоновано метод формування біполярних імпульсних струмів у навантаженні ЕРУ, який базується на використанні двох накопичувальних конденсаторів однакової ємності, що поперемінно заряджаються від формувача постійної напруги (ФПН) і в подальшому розряджаються на електроіскрове навантаження установки. Поперединний заряд і розряд конденсаторів запропоновано здійснювати за допомогою двох пар зарядних і розрядних напівпровідникових (тиристорних) ключів.

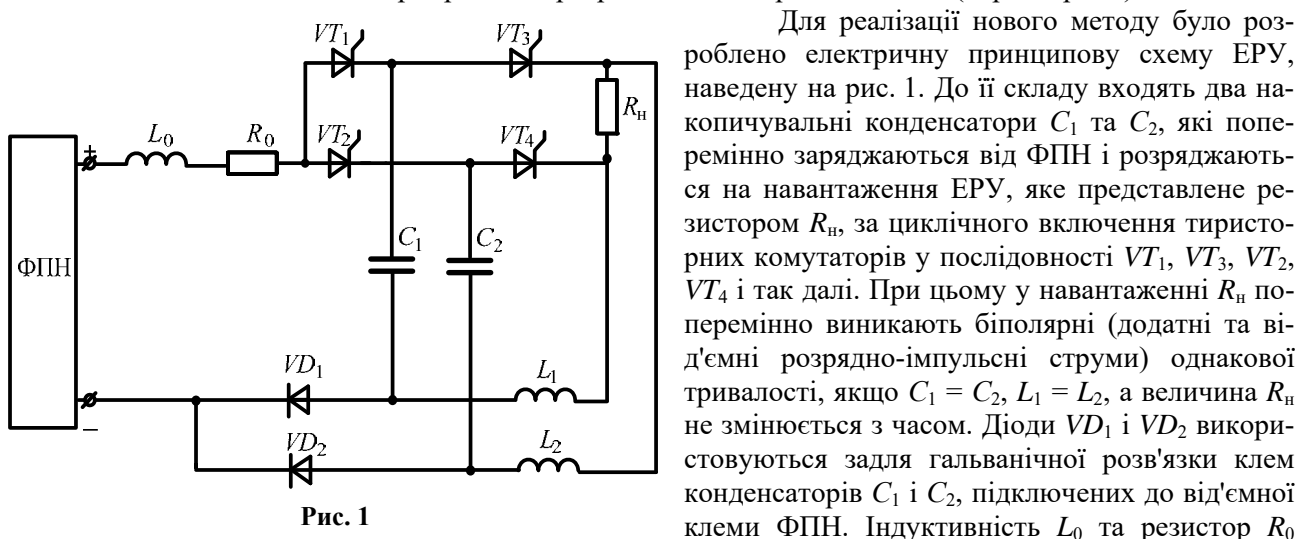


Рис. 1

Для реалізації нового методу було розроблено електричну принципову схему ЕРУ, наведену на рис. 1. До її складу входять два накопичувальні конденсатори  $C_1$  та  $C_2$ , які поперемінно заряджаються від ФПН і розряджаються на навантаження ЕРУ, яке представлене резистором  $R_n$ , за циклічного включення тиристорних комутаторів у послідовності  $VT_1, VT_3, VT_2, VT_4$  і так далі. При цьому у навантаженні  $R_n$  поперемінно виникають біполярні (додатні та від'ємні розрядно-імпульсні струми) однакової тривалості, якщо  $C_1 = C_2, L_1 = L_2$ , а величина  $R_n$  не змінюється з часом. Діоди  $VD_1$  і  $VD_2$  використовуються задля гальванічної розв'язки клем конденсаторів  $C_1$  і  $C_2$ , підключених до від'ємної клемми ФПН. Індуктивність  $L_0$  та резистор  $R_0$

представляють відповідно індуктивність і активний опір кіл заряду конденсаторів  $C_1$  та  $C_2$ , а індуктивності  $L_1$  та  $L_2$  – відповідно індуктивності їхніх розрядних кіл.

Відзначимо також, що у загальному випадку опір навантаження  $R_n$  ЕРУ ОЕІД шару металевих гранул у рідинах під час розряду накопичувальних конденсаторів стохастично змінюється, а від розряду до розряду його величина збільшується по мірі зменшення розмірів окремих гранул та підвищення шорсткості їхньої поверхні. Тому для аналізу перехідних процесів у розрядному колі ЕРУ було введено найбільше значення активного опору навантаження  $R_n = \text{const}$ , на якому за час одного розрядного імпульсу розсіюється така ж енергія, як і в реальному шарі струмопровідних гранул перед дозавантаженням до нього необхідної порції нових гранул більших розмірів.

Основним алгоритмом більшості ЕРУ є поперемінний заряд від ФПН і наступний розряд на  $R_n$  конденсатора  $C_1$ , а потім конденсатора  $C_2$ , створюючи в  $R_n$  імпульсний струм у протилежному напрямку, ніж під час розряду конденсатора  $C_1$ . При цьому напруга і струм кожного із конденсаторів не змінюють свого знаку за повних розрядах конденсаторів на навантаження  $R_n$ .

Через однакові ємності конденсаторів  $C_1$  і  $C_2$  загальний електричний заряд, що протікає у навантаженні  $R_n$ , практично дорівнює нулю після кожної парної кількості розрядів, що суттєво зменшує дію у навантаженні електрохімічних процесів, зокрема електрохімічного руйнування аноду технологічного апарату ЕРУ, яке неминуче виникає під час формування уніполярних імпульсних струмів.

Використання біполярних розрядних струмів у навантаженні ЕРУ також підвищує стійкість режимів розрядів в ЕРУ за рахунок обмеження тривалості можливих довгих аперіодичних струмів через розряд одного з ЄНЕ початком зустрічного струму чергового розряду іншого ЄНЕ.

За необхідності тривалість додатних і від'ємних розрядно-імпульсних струмів може регулюватися зміненням відповідно ємностей  $C_1$  та  $C_2$ . Також може змінюватися частота і шпаруватість як додатних, так і від'ємних розрядно-імпульсних струмів у навантаженні зміненням послідовності включення тиристорних комутаторів  $VT_1, VT_3, VT_2$  і  $VT_4$ .

У роботі розроблено математичну модель для аналізу циклічних перехідних процесів, що відбуваються під час функціонування цієї схеми. Модель реалізовано в пакеті прикладних програм Matlab Simulink. Моделювання здійснювалося за таких параметрів кіл ЕРУ:  $C_1 = C_2 = 50$  мкФ,  $L_0 = 80$  мкГн,  $R_0 = 0,01$  Ом,  $L_1 = L_2 = 3$  мкГн,  $R_n = 0,35$  Ом. Параметри розрядного кола вибиралися такими, щоб перехідний процес розряду конденсаторів мав слабо коливальний характер, близький до критичного режиму, за якого конденсатори майже всю накопичену енергію віддають у навантаження. Добротність розрядного кола при цьому була близькою до  $Q_p = \sqrt{L_1/R_n} \cdot \sqrt{C_1} = \sqrt{L_2/R_n} \cdot \sqrt{C_2} = 0,7$ , що є типовим параметром ЕРУ ОЕІД шару металевих гранул. Напряга ФПН складала 500 В. Період генерування керуючих імпульсів для відкриття всіх тиристорів  $T = 1000$  мкс.

За допомогою цієї математичної моделі було проведено аналіз перехідних процесів у розгалуженому електричному колі змінної структури напівпровідникової електророзрядної установки, що формує у навантаженні біполярні імпульсні струми. Напряга, до якої заряджалися конденсатори, складала 930 В.

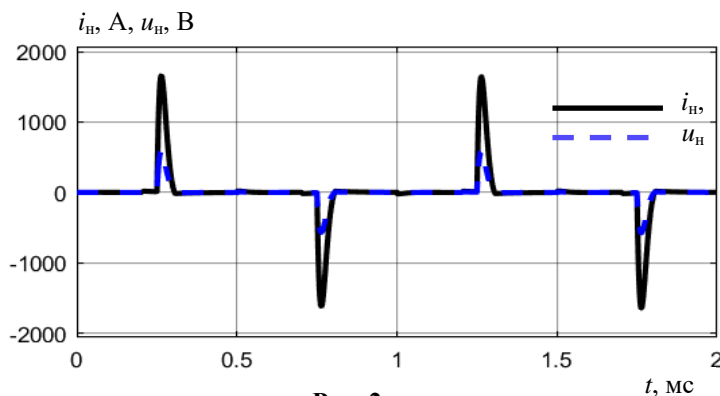


Рис. 2

рахунок виникнення проти-ЕРС  $(L_1 + L_2) \cdot di/dt$ , або просто додаткового реактивного опору  $\omega(L_1 + L_2)$ , де  $\omega$  – кутова частота змінення струму.

У вітці з діодом  $VD_1$  така протидія відсутня, тому практично весь струм заряду  $C_1$  буде протікати тільки через неї. Практично опір  $VD_1$  у відкритому стані настільки малий, що вітку з ним можна розглядати як "закоротку" по відношенню до струму у вітці з  $L_1, R_n, L_2, VD_2$ . У разі розряду конденсатора  $C_2$  можна привести аналогічні міркування. Такі висновки підтверджуються осцилограмою струму на рис. 2, на якому між біполярними імпульсними струмами порядку +1600 та -1600 А струм у навантаженні практично нульовий.

Характеристика Момент часу $t$ , мкс	Максимальний імпульсний струм $I_{\max}$ , А	Максимальна імпульсна напруга $U_{\max}$ , В
264	1658	580
764	-1620	-567
1264	1643	575
1764	-1644	-575

має уніполярний характер, тобто його перезаряд не відбувається. Під час розряду конденсатора  $C_2$  осцилограми мають аналогічний характер, тільки струм та напруга на навантаженні змінюють свою полярність.

На рис. 2 відображено осцилограми біполярних імпульсних струмів  $i_n(t)$  та напруг  $u_n(t)$  фіксованої тривалості у навантаженні ЕРУ з електричним опором  $R_n = 0,35$  Ом.

Треба відзначити, що під час заряду конденсатора  $C_1$  падіння напруги на  $VD_1$  зазвичай менше 1 В. Така напруга не може створити помітний струм у навантаженні ЕРУ (через розгалуження  $L_1 - R_n - L_2 - VD_2$ ). Наявність індуктивностей  $L_1$  і  $L_2$  у вітці з діодом  $VD_2$  буде суттєво обмежувати зростання в ній струму за

У таблиці наведено результати аналізу цих осцилограм: максимальні значення струму та напруги у навантаженні та моменти часу їх досягнення. Тривалість розрядних імпульсів у навантаженні була стабільною і складала 56,4 мкс.

На рис. 3 наведено осцилограми напруг  $u_{C1}(t)$  на конденсаторі  $C_1$  та  $u_n(t)$  на навантаженні (рис. 3, а) та струму на навантаженні  $i_n(t)$  (рис. 3, б) впродовж одного розрядного імпульсу. Як видно з осцилограм напруга на конденсаторі

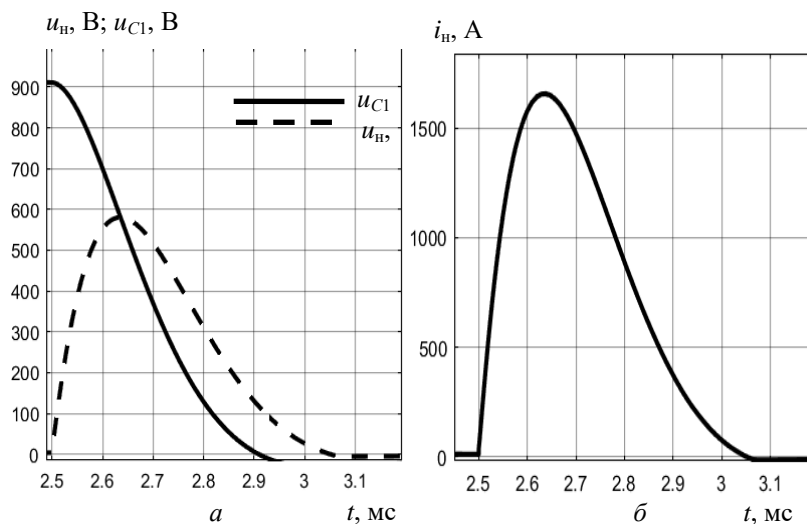


Рис. 3

електрохімічних процесів руйнування одного із електродів (аноду) технологічного апарату ОЕІД шару струмопровідних гранул, яке зазвичай виникає під час формування уніполярних імпульсних струмів.

3. Новий метод формування біполярних імпульсних струмів у навантаженні ЕРУ підвищує їхню стійкість до процесів стохастичного збільшення електричного опору навантаження і забезпечує підвищення частоти розрядних імпульсів у навантаженні та інтенсифікації силових впливів на отримані електроіскрові порошки і металеві гранули під час їхнього об'ємного електроіскрового диспергування.

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

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

2. Кравченко В.И., Петков А.А. Параметрический синтез высоковольтного импульсного испытательного устройства с емкостным накопителем энергии. *Електротехніка і електромеханіка*. 2007. № 6. С. 70–75.

3. 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. *Nanotechnology*. 2012. Vol. 23. Pp. 415604-1 – 415604-7. DOI: <https://doi.org/10.1088/0957-4484/23/41/415604>.

4. 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>.

5. Вінниченко Д.В., Назарова Н.С. Електротехнічна система з частотно-параметричним регулюванням стабілізованого розрядного струму у вуглецевмісних газах. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 1. С. 25–28. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.01.025>.

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

7. Захарченко С.Н., Кондратенко И.П., Перекос А.Е., Залуцкий В.П., Козырский В.В., Лопатко К.Г. Влияние длительности разрядных импульсов в слое гранул железа на размеры и структурно-фазовое состояние его электроэрозионных частиц. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2012. Т. 6. № 5(60). С. 66–72.

8. Ivashchenko D.S., Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Analyzing probabilistic properties of electrical characteristics in the circuits containing stochastic load. 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kyiv, Ukraine, 7-11 June 2016. Pp. 45–48. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521887>.

9. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric Energy Loss at Energy Exchange Between Capacitors as Function of Their Initial Voltages and Capacitances Ratio. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 9–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009>.

## Висновки.

1. Розроблено новий метод формування біполярних імпульсних струмів у навантаженні ЕРУ з двома накопичувальними конденсаторами, зарядні напруги і струми в яких залишаються уніполярними, що суттєво збільшує ресурс таких конденсаторів та зменшує їхню вартість.

2. За однакової ємності конденсаторів  $C_1$  і  $C_2$  у приведеній біполярній ЕРУ і почерговому їхньому заряді і розряді на навантаження  $R_n$  загальний електричний заряд, що протікає у навантаженні, практично дорівнює нулю, що суттєво зменшує дію



10. Щерба А.А., Супруновская Н.И., Синицин В.Е., Иващенко Д.С. Аперiodические и колебательные процессы разряда конденсатора при принудительном ограничении длительности тока в нагрузке. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 3. С. 9–10.

## FORMATION OF BIPOLAR PULSE CURRENTS IN THE LOAD OF CAPACITIVE ENERGY STORAGES OF ELECTRIC DISCHARGE INSTALLATIONS

A.A. Shcherba, N.I. Suprunovska

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

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

e-mail: [iednat1961@gmail.com](mailto:iednat1961@gmail.com)

*A method is proposed for stabilizing the transient discharge processes of capacitive energy storages (CESs) of electric discharge installations (EDIs) to a load whose electrical resistance can vary non-linearly and stochastically. The method is based on the use of one direct voltage generator (DVG) in the EDI, which carries out alternately an oscillatory charge of two CESs to the required voltage, as well as on the introduction of semiconductor switches into the charge circuit and discharge one of these CESs and the developed algorithms for switching them on, according to which bipolar discharge currents are formed alternately in the EDI load, regardless of the nature of the change in its electrical resistance. The frequency and duration of positive and negative discharge-pulse currents in the load can be the same or different, depending on the selected parameters of the elements of discharge circuits of the two CESs. The use of the developed method provides the formation of unipolar modes in the capacitors of each CES, which allows you to choose them for lower voltages, increase their life and reduce cost. In addition, with the same capacitance of the CESs, the total electric charge flowing in the load is practically zero after each even number of discharges. This significantly reduces the effect of electrochemical processes in the load, in particular the electrochemical destruction of the anode of the technological apparatus of the EDI, which inevitably occurs during the formation of unipolar pulse currents. The use of bipolar discharge currents in the EDI load also increases the stability of the discharge modes in the EDI due to the limitation of the duration of possible long aperiodic currents during the discharge of one of the CESs by the beginning of the counter current of the next discharge of the other CES. References 10, figures 3, table 1.*

**Key words:** transients, capacitor charge and discharge, bipolar pulse current, duration, frequency, stability, electric discharge installation.

1. Vovchenko A.I., Tertilov R.V. Synthesis of capacitive non-linear- parametrical energy sources for discharge-pulse technologies. *Zbirnyk naukovykh prats Natsionalnoho universytetu korablebuduvannya*. 2010. No 4. Pp. 118–124. (Rus)
2. Kravchenko V.I., Petkov A.A. Parametrical synthesis of high-voltage pulse test device with capacitive energy storage. *Elektrotehnika i Elektromekhanika*. 2007. No 6. Pp. 70–75. (Rus)
3. 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. *Nanotechnology*. 2012. Vol. 23. Pp. 415604-1 – 415604-7. DOI: <https://doi.org/10.1088/0957-4484/23/41/415604>
4. 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>.
5. Vynnychenko D.V., Nazarova N.S. Source of the stabilized discharge current in carbon-containing gases with frequency-parametric regulation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 1. Pp. 25–28. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.01.025>. (Ukr.)
6. Nguyen, P.K., Sungho J., Berkowitz A.E. MnBi particles with high energy density made by spark erosion. *Journal of Applied Physics*. 2014. Vol. 115. Iss. 17. Pp. 17A756-1. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4868330>.
7. Zakharchenko S.N., Kondratenko I.P., Perekos A.Ye., Zalytsky V.P., Kozyrsky V.V., Lopatko K.G. Influence of duration of discharge pulses in a layer of iron granules on the sizes and a structurally-phase state of its electro-eroded particles. *Vostochno-Evropeiskiy Zhurnal peredovykh tekhnologiy*. 2012. Vol. 6. No 5(60). Pp. 66–72. (Rus).
8. Ivashchenko D.S., Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Analyzing probabilistic properties of electrical characteristics in the circuits containing stochastic load. 2nd International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. Kyiv, Ukraine, 7-11 June 2016. Pp. 45–48. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521887>
9. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric Energy Loss at Energy Exchange Between Capacitors as Function of Their Initial Voltages and Capacitances Ratio. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 3. Pp. 9–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009>.
10. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Sinitin V.K., Ivashchenko D.S. Aperiodic and oscillatory processes of capacitor discharge at forced limitation of current duration in load. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 3. Pp. 9–10. (Rus).

Надійшла 20.06.2022

Остаточний варіант 29.06.2022

## ТРИВИМІРНА МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ТРИФАЗНОГО ТЕПЛОГЕНЕРАТОРА ІНДУКЦІЙНОГО ТИПУ З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДУ ВТОРИННИХ ДЖЕРЕЛ

А.В. Жильцов<sup>1\*</sup>, докт. техн. наук, А.О. Березюк<sup>2\*\*</sup>, канд. техн. наук, Т.В. Виштак<sup>1</sup>

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

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

<sup>2</sup>Національний університет біоресурсів і природокористування України,  
вул. Героїв Оборони, 15, Київ, 03041, Україна.

*Розроблено тривимірну математичну модель трифазного теплогенератора індукційного типу із загрузкою у вигляді пучка феромагнітних провідних труб з використанням методу вторинних джерел. Враховано симетрію магнітної системи теплогенератора, що надало змогу суттєво скоротити область пошуку невідомих густин вторинних джерел електромагнітного поля. Бібл. 6, рис. 3.*

**Ключові слова:** теплогенератор, індукційний нагрів, моделювання, метод вторинних джерел.

Застосування в технологіях сушіння матеріалів природного та штучного походження теплогенераторів індукційного типу обумовлено можливістю безконтактного впливу на теплоносії, що має переваги на відміну від традиційних теплогенераторів, де сушильним агентом є нагріте повітря продуктами згоряння мінерального палива, що призводить до забруднення продукції канцерогенами, погіршення екології, створює небезпеку виникнення пожежі за рахунок можливих відкладень пилу та сміття на камерах згорання палива, яке може спалахнути.

Незважаючи на досить широке промислове впровадження вказаних технологій [1], питання створення нових та удосконалення відомих систем індукційного нагріву для технологій сушіння матеріалів природного та штучного походження залишаються актуальними, а методи їхнього проектування вимагають подальшого розвитку та узагальнення. Вагомого значення набуває пошук загальних підходів до аналізу та розробки математичних моделей електромагнітних процесів та процесів тепломасопереносу у розглянутому класі електротехнічних пристроїв на основі єдиної теоретичної бази.

Математичне моделювання впливу технологічних процесів і конструктивних параметрів на ефективність сушіння вимагає розв'язання в загальному випадку тривимірних крайових задач для системи рівнянь Максвелла в необмеженій області, що містить геометрично складні феромагнітні та провідні тіла, рівняння тепломасопереносу. Незважаючи на досягнуті результати в області моделювання електромагнітних процесів та процесів тепломасопереносу [2–4], розробка ефективних методів і засобів математичного та комп'ютерного моделювання систем індукційного нагріву для сушіння матеріалів природного та штучного походження є актуальною науково-прикладною задачею.

В роботі [5] проведено дослідження чисельно-аналітичних математичних моделей для розрахунку електромагнітних та теплових полів електричних нагрівачів індукційного типу, а також розроблено аналітичний метод розрахунку енергетичних характеристик циліндричного індуктора із завантаженням у вигляді пучка труб чи стержнів. Встановлено взаємозв'язки між процесами, що відбуваються під час сушіння та режимами роботи теплогенератора. Проведені дослідження виявили можливості підвищення енергоефективності процесу сушіння матеріалів природного та штучного походження за рахунок інтенсифікації режимів сушіння, а також вдосконалення математичних моделей з використанням методу редукції крайових задач для рівнянь електромагнітного поля та рівнянь тепломасопереносу до систем інтегрально-диференціальних рівнянь для розрахунку характеристик електромагнітних і теплових полів в теплогенераторі індукційного типу з урахуванням тривимірності складної геометрії та нелінійних властивостей масивних феромагнітних елементів.

**Мета роботи:** розробка з використанням методу вторинних джерел математичної моделі для аналізу тривимірного магнітного поля у трифазному теплогенераторі індукційного типу з урахуванням симетрії його геометрії.

**Крайова задача та інтегральні рівняння.** Розглянемо трифазний теплогенератор індукційного типу (рис. 1).

© Жильцов А.В., Березюк А.О., Виштак Т.В., 2022

ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0002-1688-7879>; \*\* <https://orcid.org/0000-0003-0305-5894>

Задачу будемо розв'язувати у припущенні, що у трифазній обмотці індуктора протікають синусоїдні струми (рис. 1)

$$\delta_A = \delta_{\max} \sin(\omega t), \quad \delta_B = \delta_{\max} \sin(\omega t + 2\pi/3), \quad \delta_C = \delta_{\max} \sin(\omega t - 2\pi/3). \quad (1)$$

Вважаємо, що обмотку кожної фази представлено у вигляді коаксіальних кілець, а завантаження індуктору – у вигляді провідних феромагнітних труб (рис. 1).

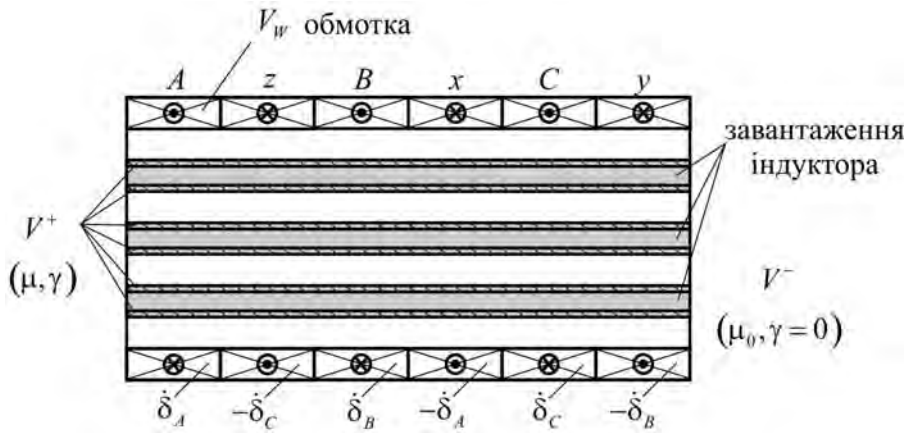


Рис. 1

Розглянемо задачу розрахунку електромагнітного поля у теплогенераторі індукційного типу за припущення постійної магнітної проникності та питомої провідності феромагнітних труб в квазістаціонарному наближенні.

Задачу аналізу електромагнітного поля в теплогенераторі індукційного типу можна сформулювати

в такий спосіб [6]: знайти комплексну амплітуду густини вихрових струмів в області  $V^+$  (рис. 1) за умови, що вектори  $\dot{\vec{H}}$  та  $\dot{\vec{E}}$  задовольняють рівнянням:

– в області  $V_W$ , що займають котушки зі густиною струму  $\dot{\delta}_w(Q)$ ,

$$\text{rot} \dot{\vec{H}} = \dot{\delta}_w, \quad \text{div} \dot{\vec{B}} = 0; \quad (2)$$

– в області  $V^-$  зовнішній по відношенню до магнітної системи теплогенератора індукційного типу

$$\text{rot} \dot{\vec{H}} = 0, \quad \text{div} \dot{\vec{B}} = 0, \quad \text{rot} \dot{\vec{E}} = -j\omega \dot{\vec{B}}, \quad \text{div} \dot{\vec{E}} = 0; \quad (3)$$

– в області  $V^+$ , що займають феромагнітні труби,

$$\text{rot} \dot{\vec{H}} = \dot{\delta}, \quad \text{div} \dot{\vec{B}} = 0, \quad \text{rot} \dot{\vec{E}} = -j\omega \dot{\vec{B}}, \quad \text{div} \dot{\vec{E}} = 0, \quad \dot{\delta} = \gamma \dot{\vec{E}}; \quad (4)$$

– крайові умови на поверхні  $S$  феромагнітного провідника

$$\vec{n}_Q \times (\dot{\vec{E}}^+ - \dot{\vec{E}}^-) = 0; \quad \vec{n}_Q \times (\dot{\vec{H}}^+ - \dot{\vec{H}}^-) = 0; \quad \oint_S \dot{\vec{E}}^- \cdot d\vec{S} = 0, \quad (5)$$

де  $\vec{n}_Q$  – зовнішня по відношенню до феромагнітних провідних труб нормаль у точці  $Q$  їхньої границі;  $\dot{\vec{E}}^+$ ,  $\dot{\vec{E}}^-$  – граничні значення напруженості електричного поля в точці  $Q$  у разі прагнення до неї відповідно з внутрішньої та зовнішньої сторони масивного феромагнітного провідника;  $\dot{\vec{H}}^+$ ,  $\dot{\vec{H}}^-$  – те саме для напруженості магнітного поля.

Система рівнянь (2) – (4) спільно з крайовими умовами (5) є повною, тобто крайова задача (2) – (5) може мати тільки єдиний розв'язок.

Введенням електродинамічних потенціалів  $\dot{\vec{A}}$  та  $\dot{\phi}$

$$\dot{\vec{B}} = \text{rot} \dot{\vec{A}}, \quad \text{div} \dot{\vec{A}} = 0, \quad \dot{\vec{E}} + j\omega \dot{\vec{A}} = -\text{grad} \dot{\phi}, \quad (6)$$

крайова задача (2) – (5) для векторів  $\dot{\vec{E}}$  та  $\dot{\vec{H}}$  перетворюється до крайової задачі [6]

$$\Delta \dot{\vec{A}} = -\mu_0 \dot{\delta}_w \text{ в області } V_W; \quad \Delta \dot{\vec{A}} = 0 \text{ в області } V^-; \quad \Delta \dot{\vec{A}} = -\mu_0 \dot{\delta} \text{ в області } V^+; \quad (7)$$

$$\dot{\delta} = -j\omega \gamma \dot{\vec{A}} - \gamma \text{grad} \dot{\phi} \text{ в області } V^+; \quad (8)$$

$$\Delta \dot{\phi} = 0 \text{ в областях } V_W, V^-, V^+; \quad (9)$$

$$\dot{\vec{A}}^- = \dot{\vec{A}}^+, \quad \frac{1}{\mu_0} \vec{n}_Q \times \text{rot} \dot{\vec{A}}^- = \frac{1}{\mu} \vec{n}_Q \times \text{rot} \dot{\vec{A}}^+, \quad \dot{\phi}^+ = \dot{\phi}^-, \quad \frac{\partial \dot{\phi}^+}{\partial n_Q} = -j\omega (\vec{n}_Q \cdot \dot{\vec{A}}^+), \quad \oint_S \frac{\partial \dot{\phi}^-}{\partial n_Q} dS_Q = 0 \text{ – на границі } S. \quad (10)$$

Остання задача в [6] зводиться до системи інтегральних рівнянь

$$\dot{\delta}(Q) + \frac{j\omega\mu\gamma}{4\pi} \int_{V^+} \frac{\dot{\delta}(M)}{r_{MQ}} dV_M + \frac{j\omega\mu_0\gamma}{4\pi} \oint_S \frac{\dot{i}(M)}{r_{MQ}} dS_M + \frac{\gamma}{4\pi\epsilon_0} \oint_S \dot{\sigma}(M) \frac{\vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} dS_M = -\frac{j\omega\mu_0\gamma}{4\pi} \sum_{k=1}^{N_w} \int_{V_{wk}} \frac{\dot{\delta}_w(M)}{r_{MQ}} dV_M, \quad Q \in V^+, \quad (11)$$

$$\dot{i}(Q) + \frac{\lambda}{2\pi} \oint_S \dot{i}(M) \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} dS_M + \frac{\lambda}{2\pi\mu_0} \int_{V^+} \dot{\delta}(M) \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} dV_M = -\frac{\lambda}{2\pi} \sum_{k=1}^{N_w} \int_{V_{wk}} \dot{\delta}_w(M) \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} dV_M, \quad Q \in S, \quad (12)$$

$$\dot{\sigma}(Q) - \frac{1}{2\pi} \oint_S \dot{\sigma}(M) \left[ \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} - \frac{2\pi}{S} \right] dS_M + \frac{j\omega\epsilon_0\mu}{2\pi} \int_{V^+} \frac{\vec{n}_Q \dot{\delta}(M)}{r_{MQ}} dV_M + \frac{j\omega\epsilon_0\mu_0}{2\pi} \int_S \frac{\vec{n}_Q \dot{i}(M)}{r_{MQ}} dS_M = -\frac{j\omega\epsilon_0\mu_0}{2\pi} \sum_{k=1}^{N_w} \int_{V_{wk}} \frac{\vec{n}_Q \dot{\delta}_w(M)}{r_{MQ}} dV_M, \quad Q \in S, \quad (13)$$

де  $\dot{\delta}(Q)$  – комплексна амплітуда густини вихрових струмів у точці  $Q$  феромагнітних провідних труб  $V^+$ ;  $\dot{\delta}(M)$  – те саме у точці  $M$ ;  $\dot{i}(Q)$  – комплексна амплітуда поверхневої густини простого шару струмів у точці  $Q$  на границі  $S$  феромагнітних провідних труб;  $\dot{i}(M)$  –  $\dot{\sigma}(Q)$  – комплексна амплітуда густини простого шару електричних зарядів у точці  $Q$  на границі  $S$  феромагнітних провідних труб;  $\dot{\sigma}(M)$  – те саме у точці  $M$ ;  $j = \sqrt{-1}$ ;  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  – частота електричних струмів в обмотках індуктора;  $\mu$ ,  $\gamma$  – абсолютна магнітна проникність, питома електрична провідність феромагнітних провідних труб;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м,  $\epsilon_0 \approx 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м – магнітна та діелектрична постійні;  $\vec{r}_{MQ}$  – радіус-вектор, що спрямований з точці інтегрування  $M$  у точку спостереження  $Q$ ;  $\dot{\delta}_w(M)$  – комплексна амплітуда густини струмів у обмотках індуктора  $V_{wk}$ ,  $k=1,2,\dots,N_w$ ,  $N_w$  – число обмоток індуктора;  $\vec{n}_Q$  – зовнішня нормаль к границі  $S$  феромагнітних провідних труб;  $\lambda = (\mu - \mu_0) / (\mu + \mu_0)$  – параметр інтегрального рівняння (12).

**Апроксимація системи інтегральних рівнянь (11) – (13) системою лінійних алгебраїчних рівнянь з урахуванням симетрії магнітної системи теплогенератора.** На рис. 2 наведено переріз магнітної системи теплогенератора індукційного типу, де зображено положення феромагнітних провідних труб і переріз однієї з обмоток індуктора. Нехай  $R_1$ ,  $R_2$  – внутрішній та зовнішній радіуси кожної феромагнітної провідної труби,  $h$  – їхня довжина, відповідно і довжина індуктора. Навантаження з  $N_r$  шарів феромагнітних труб формується таким чином: кожен  $k$ -тий шар труб  $V_k^{m_k}$ ,  $k=1,2,\dots,N_r$ ,  $m_k=1,2,\dots,6k$ , розташований таким чином, що положення кожної з них задається положенням їхніх геометричних центрів  $O_k^{m_k}$  із координатами  $(r_k, \alpha_k^{m_k}, z_k)$  в глобальній системі циліндричних координат  $O r \alpha z$  (рис. 3, вісь  $z$  спрямована з площини рисунка до нас). Тут  $\alpha_k^{m_k} = \alpha_k^1 + (m_k - 1)\pi/3k$ ,  $m_k=1,2,\dots,6k$ ,  $(r_k, \alpha_k^1, z_k)$  – координати геометричного центру першої феромагнітної провідної труби у  $k$ -му шарі. Для випадку, що зображено на рис. 2,  $\alpha_k^1 = \pi/3$ ,  $k=1,2,\dots,N_r$ . В подальшому із кожною феромагнітною провідною трубою зв'яжемо локальну систему циліндричних координат  $O_k^{m_k} r_k^{m_k} \alpha_k^{m_k} z_k^{m_k}$  (рис. 3). Через таке формування геометрії навантаження є можливість зменшити пошук невідомих комплексних амплітуд густин вихрових струмів, струмів намагнічування та електричних зарядів під час розв'язання системи інтегральних рівнянь (11) – (13), що буде показано далі.

Розбиваємо кожну  $(k, m_k)$ -ту феромагнітну провідну трубу  $V_k^{m_k}$   $R_1 < r_k^{m_k} < R_2$ ,  $-\pi < \alpha_k^{m_k} < \pi$ ,  $-h/2 < z_k^{m_k} < h/2$  на  $NV_k^{m_k}$  ( $NV_k^{m_k}$  обираємо кратним 2) елементарних об'ємів  $\Delta V_k^{m_k l}$  (рис. 3),  $k=1,2,\dots,N_r$ ;  $m_k$  – номер феромагнітної труби в шарі,  $m_k=1,2,\dots,6k$ ,  $l=1,2,\dots,NV_k^{m_k}$ . У кожному згаданому елементарному об'ємі  $\Delta V_k^{m_k l}$  будемо вважати, що протікає свій вихровий струм з комплексною амплітудою густини  $\dot{\delta}_k^{m_k l}$ . Аналогічно розбиваємо поверхню  $S_k^{m_k}$  кожної  $(k, m_k)$ -тої феромагнітної

провідної труби на  $NS_k^{m_k}$  елементарних площадок  $\Delta S_k^{m_k p}$ ,  $p=1,2,\dots,NS_k^{m_k}$ , на кожній з яких вважаємо, що протікає свій поверхневий струм намагнічування з амплітудною комплексною густиною  $\dot{i}_k^{m_k p}$ , а також є своя комплексна амплітуда густини простого шару електричних зарядів  $\dot{\sigma}_k^{m_k p}$ .

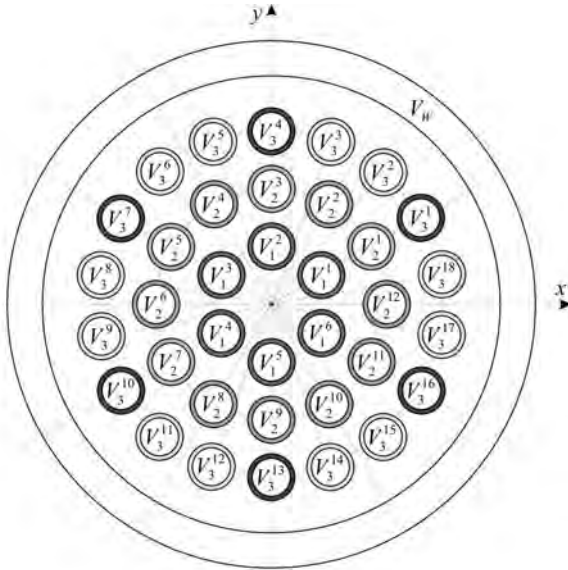


Рис. 2

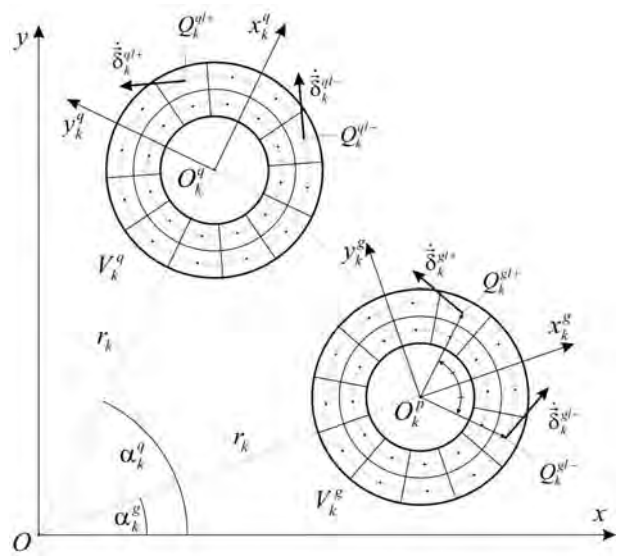


Рис. 3

Враховуючи прийняті припущення, систему інтегральних рівнянь (11) – (13) апроксимуємо системою алгебраїчних рівнянь

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_k^{m_k v} + \frac{j\omega\mu\gamma}{4\pi} \sum_{k=1}^{N_r} \sum_{m_k=1}^{6k} \sum_{l=1}^{NS_k^{m_k}} \dot{\delta}_k^{m_k l} \int_{\Delta V_k^{m_k l}} \frac{1}{r_{MQ}} dV_M + \frac{j\omega\mu_0\gamma}{4\pi} \sum_{k=1}^{N_r} \sum_{m_k=1}^{6k} \sum_{l=1}^{NS_k^{m_k}} \dot{i}_k^{m_k l} \int_{\Delta S_k^{m_k l}} \frac{1}{r_{MQ}} dS_M + \\ + \frac{\gamma}{4\pi\epsilon_0} \sum_{k=1}^{N_r} \sum_{m_k=1}^{6k} \sum_{l=1}^{NS_k^{m_k}} \dot{\sigma}_k^{m_k l} \int_{\Delta S_k^{m_k l}} \frac{\vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} dS_M = -\frac{j\omega\mu_0\gamma}{4\pi} \sum_{k=1}^{N_r} \int_{V_{Wk}} \frac{\dot{\delta}_W(M)}{r_{MQ}} dV_M, \\ v=1,2,\dots,NV_k^{m_k}, m_k=1,2,\dots,6k, k=1,2,\dots,N_r, \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \dot{i}_k^{m_k v} + \frac{\lambda}{2\pi} \sum_{k=1}^{N_r} \sum_{m_k=1}^{6k} \sum_{l=1}^{NS_k^{m_k}} \dot{i}_k^{m_k l} \int_{\Delta S_k^{m_k l}} \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} dS_M + \frac{\lambda}{2\pi\mu} \sum_{k=1}^{N_r} \sum_{m_k=1}^{6k} \sum_{l=1}^{NV_k^{m_k}} \dot{\delta}_k^{m_k l} \int_{\Delta V_k^{m_k l}} \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} dV_M = \\ = -\frac{\lambda}{2\pi} \sum_{k=1}^{N_r} \int_{V_{Wk}} \dot{\delta}_W(M) \frac{\vec{n}_Q \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} dS_M, v=1,2,\dots,NS_k^{m_k}, m_k=1,2,\dots,6k, k=1,2,\dots,N_r, \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_k^{m_k v} - \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^{N_r} \sum_{m_k=1}^{6k} \sum_{l=1}^{NS_k^{m_k}} \dot{\sigma}_k^{m_k l} \int_{\Delta S_k^{m_k l}} \left[ \frac{\vec{n}_k^{m_k v} \vec{r}_{MQ}}{r_{MQ}^3} - \frac{2\pi}{S} \right] dS_M + \frac{j\omega\epsilon_0\mu}{2\pi} \sum_{k=1}^{N_r} \sum_{m_k=1}^{6k} \sum_{l=1}^{NV_k^{m_k}} \dot{\delta}_k^{m_k l} \vec{n}_k^{m_k v} \int_{\Delta V_k^{m_k l}} \frac{1}{r_{MQ}} dV_M + \\ + \frac{j\omega\epsilon_0\mu_0}{2\pi} \sum_{k=1}^{N_r} \sum_{m_k=1}^{6k} \sum_{l=1}^{NS_k^{m_k}} \dot{i}_k^{m_k l} \vec{n}_k^{m_k v} \int_{\Delta S_k^{m_k l}} \frac{1}{r_{MQ}} dS_M = -\frac{j\omega\epsilon_0\mu_0}{2\pi} \sum_{k=1}^{N_r} \int_{V_{Wk}} \vec{n}_Q \dot{\delta}_W(M) dV_M, \\ v=1,2,\dots,NS_k^{m_k}, m_k=1,2,\dots,6k, k=1,2,\dots,N_r. \end{aligned} \quad (16)$$

Враховуючи симетрію конкретної магнітної системи (рис. 2), наступні феромагнітні провідні труби будуть мати однаковий розподіл густини вихрових струмів, струмів намагнічування та густини електричних зарядів на поверхні.

Якщо  $k=1$ , то в об'ємах  $V_1^{m_1}$ ,  $m_1=1,2,\dots,6k - \dot{\delta}_1^{1v}$ ,  $\dot{i}_1^{1l}$ ,  $\dot{\sigma}_1^{1l}$ ,  $v=1,2,\dots,NV_1^1$ ,  $l=1,2,\dots,NS_1^1$ , крім того існує симетрія розподілу джерел електромагнітного поля у рамках однієї труби (у локальних системах координат), тобто

$$\dot{\delta}(r_1^{m_l}, \alpha_1^{m_l}, z_1^{m_l}) = \dot{\delta}(r_1^{m_l}, -\alpha_1^{m_l}, z_1^{m_l}), \dot{i}(r_1^{m_l}, \alpha_1^{m_l}, z_1^{m_l}) = \dot{i}(r_1^{m_l}, -\alpha_1^{m_l}, z_1^{m_l}), \dot{\sigma}(r_1^{m_l}, \alpha_1^{m_l}, z_1^{m_l}) = \dot{\sigma}(r_1^{m_l}, -\alpha_1^{m_l}, z_1^{m_l}). \quad (17)$$

У такому випадку суми, що входять в систему алгебраїчних рівнянь, можемо записати на прикладі другої складової рівняння (14) у вигляді

$$\sum_{m_1=1}^6 \sum_{l=1}^{NV_1^{m_1}} \dot{\delta}_k^{m_1 l} \int_{\Delta V_1^{m_1 l}} \frac{1}{r_{MQ}} dV_M = \sum_{l=1}^{NV_1^{m_1}/2} \dot{\delta}_1^{l l} \sum_{m_1=1}^6 \left( \int_{\Delta V_1^{m_1 l+}} \frac{1}{r_{MQ}} dV_M + \int_{\Delta V_1^{m_1 l-}} \frac{1}{r_{MQ}} dV_M \right),$$

де  $\Delta V_k^{m_k l+}$ ,  $\Delta V_k^{m_k l-}$  – елементарні об'єми з координатами точки  $Q_1^{m_k l+}(r_1^{m_k l}, \alpha_1^{m_k l}, z_1^{m_k l})$ ,  $Q_k^{m_k l-}(r_1^{m_k l}, -\alpha_1^{m_k l}, z_1^{m_k l})$  його центру (рис. 3). Інші суми – аналогічно.

Якщо  $k=2$ , то в об'ємах  $V_2^{m_2}$ ,  $m_2=1,3,\dots,11$ ,  $-\dot{\delta}_2^{1v}$ ,  $\dot{i}_2^{1l}$ ,  $\dot{\sigma}_2^{1l}$ ,  $v=1,2,\dots,NV_2^1$ ,  $l=1,2,\dots,NS_2^1$ ; в об'ємах  $V_2^{m_2}$ ,  $m_2=2,4,\dots,12$ ,  $-\dot{\delta}_2^{2v}$ ,  $\dot{i}_2^{2l}$ ,  $\dot{\sigma}_2^{2l}$ ,  $v=1,2,\dots,NS_2^1$ ,  $l=1,2,\dots,NS_2^1$ , також як і для попереднього шару труб має місце симетрія, аналогічна (17). У такому випадку суми, що входять у систему алгебраїчних рівнянь (14) – (16), можемо записати на прикладі другої складової рівняння (14) у вигляді

$$\sum_{m_2=1}^{12} \sum_{l=1}^{NV_2^{m_2}} \dot{\delta}_2^{m_2 l} \int_{\Delta V_2^{m_2 l}} \frac{1}{r_{MQ}} dV_M = \sum_{l=1}^{NV_2^{m_2}/2} \dot{\delta}_2^{l l} \sum_{m_2=1,3,\dots}^{11} \left( \int_{\Delta V_2^{m_2 l+}} \frac{1}{r_{MQ}} dV_M + \int_{\Delta V_2^{m_2 l-}} \frac{1}{r_{MQ}} dV_M \right) + \sum_{l=1}^{NV_2^{m_2}/2} \dot{\delta}_2^{2l} \sum_{m_2=2,4,\dots}^{12} \left( \int_{\Delta V_2^{m_2 l+}} \frac{1}{r_{MQ}} dV_M + \int_{\Delta V_2^{m_2 l-}} \frac{1}{r_{MQ}} dV_M \right)$$

інші суми – аналогічно.

Якщо  $k=3$ , то в об'ємах  $V_3^{m_3}$ ,  $m_3=1,4,7,\dots,16$ ,  $-\dot{\delta}_3^{1v}$ ,  $\dot{i}_3^{1l}$ ,  $\dot{\sigma}_3^{1l}$ ,  $v=1,2,\dots,NV_3^1$ ,  $l=1,2,\dots,NS_3^1$ ; в об'ємах  $V_3^{m_3}$ ,  $m_3=2,5,8,\dots,17$ ,  $-\dot{\delta}_3^{2v}$ ,  $\dot{i}_3^{2l}$ ,  $\dot{\sigma}_3^{2l}$ ,  $v=1,2,\dots,NV_3^2$ ,  $l=1,2,\dots,NS_3^2$ ; в об'ємах  $V_3^{m_3}$ ,  $m_3=3,6,9,\dots,18$ ,  $-\dot{\delta}_3^{3v}$ ,  $\dot{i}_3^{3l}$ ,  $\dot{\sigma}_3^{3l}$ ,  $v=1,2,\dots,NV_3^3$ ,  $l=1,2,\dots,NS_3^3$ . Крім того для другої та третьої груп труб має місце симетрія (у локальних системах координат)

$$\begin{aligned} \dot{\delta}_3^{2v}(r_3^{gl}, \alpha_3^{gl}, z_3^{gl}) &= \dot{\delta}_3^{3v}(r_3^{ql}, -\alpha_3^{ql}, z_3^{ql}), \dot{i}_3^{2v}(r_3^{gl}, \alpha_3^{gl}, z_3^{gl}) = \dot{i}_3^{3v}(r_3^{ql}, -\alpha_3^{ql}, z_3^{ql}), \\ \dot{\sigma}_3^{2v}(r_3^{gl}, \alpha_3^{gl}, z_3^{gl}) &= \dot{\sigma}_3^{3v}(r_3^{ql}, -\alpha_3^{ql}, z_3^{ql}), \quad g=2,5,8,\dots,17, \quad q=3,6,9,\dots,18, \end{aligned}$$

а для першої групи труб має місце симетрія, аналогічна (17), і у такому випадку суми, що входять в систему алгебраїчних рівнянь, можемо записати на прикладі другої складової рівняння (14) у вигляді

$$\sum_{m_3=1}^{18} \sum_{l=1}^{NV_3^{m_3}} \dot{\delta}_3^{m_3 l} \int_{\Delta V_3^{m_3 l}} \frac{1}{r_{MQ}} dV_M = \sum_{l=1}^{NV_3^{m_3}/2} \dot{\delta}_3^{l l} \sum_{m_3=1,4,7,\dots}^{16} \left( \int_{\Delta V_3^{m_3 l+}} \frac{1}{r_{MQ}} dV_M + \int_{\Delta V_3^{m_3 l-}} \frac{1}{r_{MQ}} dV_M \right) + \sum_{l=1}^{NV_3^{m_3}} \dot{\delta}_3^{2l} \left( \sum_{g=2,5,8,\dots}^{17} \int_{\Delta V_3^{gl}} \frac{1}{r_{MQ}} dV_M + \sum_{q=3,6,9,\dots}^{18} \int_{\Delta V_3^{(NV_3^{m_3}-l)MQ}} \frac{1}{r_{MQ}} dV_M \right)$$

інші суми – аналогічно.

Виконаємо оцінку на скільки врахування зазначеної симетрії магнітної системи теплогенератора індукційного типу дає змогу зменшити кількість шуканих невідомих. Якщо кожна труба розбивається на однакову кількість елементарних об'ємів  $NV$ , а її поверхня на однакову кількість елементарних площадок  $NS$ , то загальна кількість невідомих без урахування симетрії складає: для пошуку розподілу густини вихрових струмів у феромагнітних провідних трубах –  $3NV \cdot N$ ,  $N=36$  – загальна кількість феромагнітних труб у навантаженні (рис. 2); для пошуку густини простого шару струмів намагнічування –  $2NS \cdot N$ ; для пошуку простого шару електричних зарядів –  $NS \cdot N$ . Після врахування зазначеної вище симетрії магнітної системи теплогенератора індукційного типу (рис. 2) кількість невідомих складає: для пошуку розподілу густини вихрових струмів  $\dot{\delta}_1^{1v}$ ,  $\dot{\delta}_2^{1v}$ ,  $\dot{\delta}_2^{2v}$ ,  $\dot{\delta}_3^{1v}$ ,  $v=1,2,\dots,NV/2$ ,  $\dot{\delta}_3^{2l}$ ,  $l=1,2,\dots,NV$ , у феромагнітних провідних трубах –  $4 \cdot 3NV/2 + 3NV = 9NV$ ; аналогічно для пошуку густини простого шару струмів намагнічування –  $4 \cdot 2NS/2 + 2NS = 6NS$ ; для пошуку простого шару

електричних зарядів –  $4NS/2+NS=3NS$ . Тобто зменшення кількості шуканих густин вихрових струмів зменшується у  $3NV \cdot 36 / (9NV) = 12$  разів. Аналогічно для інших невідомих.

Таким чином, з використанням методу вторинних джерел розроблено математичну модель трифазного теплогенератора індукційного типу, яка враховує симетрію магнітної системи. Це дає змогу суттєво зменшити область пошуку невідомих. Наприклад, для магнітної системи, що зображено на рис. 2, кількість шуканих невідомих зменшено в 12 разів.

*Роботу виконано за рахунок бюджетної теми «Бар'єр-2», КПКВК 6541030.*

1. Кондратенко І.П., Жильцов А.В., Березюк А.О., Кришук Р.С. Електротехнологічні комплекси для сушіння зерна на базі теплогенераторів індукційного типу. Київ: Компринт, 2018. 386 с.
2. Vencislav C. Valchev, Teodora P. Todorova, Dimitar D. Yudov, Daniela J. Mareva. Design considerations of inductors for induction heating of fluids. XXV International Scientific Conference *Electronics* (ET). Sozopol, Bulgaria, September 12-14, 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/ET.2016.7753519>.
3. Jankowski T.A., Pawley N.H., Gonzales L.M., Ross C.A., Journey J.D. Approximate analytical solution for induction heating of solid cylinders. *Applied Mathematical Modelling*. 2016. Vol. 40. Pp. 2770-2782. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apm.2015.10.006>.
4. Maialen Areitioaurtena, Unai Segurajauregi, Ville Akujärvi, Martin Fisk, Iker Urresti, Eneko Ukar. A semi-analytical coupled simulation approach for induction heating. *Advanced Modeling and Simulation in Engineering Sciences*. 2021. No 8. Article number: 14. DOI: <https://doi.org/10.1186/s40323-021-00199-0>.
5. Березюк А.О. Електромагнітні і теплові процеси в індукційних установках нагрівання теплоносіїв: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.03. Нац. університет біоресурсів і природокористування України. Київ. 2013.
6. Тозони О.В., Маергойз И.Д. Расчет трехмерных электромагнитных полей: монография. К.: Техніка, 1974. 352 с.

### THREE-DIMENSIONAL MATHEMATICAL MODEL OF THREE-PHASE HEAT GENERATOR OF INDUCTION TYPE BASED ON THE METHOD OF SECONDARY SOURCES

A.V. Zhylytsov<sup>1</sup>, A.O. Bereziuk<sup>2</sup>, T.V. Vishtak<sup>1</sup>

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

<sup>2</sup>National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine, Heroiv Oborony Str., 15, Kyiv, 03041, Ukraine.

*A three-dimensional mathematical model of a three-phase induction heat generator with a load in the form of a ferromagnetic conductive tubes beam has been developed on the basis of the secondary method. The magnetic system symmetry of the heat generator is taken into account, which significantly reduced the search area of unknown electromagnetic field secondary sources densities. References 6, figures 3.*

**Key words:** heat generator, induction heating, modeling, secondary source method.

1. Kondratenko I.P., Zhylytsov A.V., Bereziuk A.O., Kryshchuk R.S. Electrotechnological complexes for grain drying on the basis of induction heat generators. Kyiv: Comprint, 2018. 386 p. (Ukr)
2. Vencislav C. Valchev, Teodora P. Todorova, Dimitar D. Yudov and Daniela J. Mareva. Design considerations of inductors for induction heating of fluids. XXV International Scientific Conference *Electronics* (ET). Sozopol, Bulgaria, September 12-14, 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/ET.2016.7753519>.
3. Jankowski T.A., Pawley N.H., Gonzales L.M., Ross C.A., Journey J.D. Approximate analytical solution for induction heating of solid cylinders. *Applied Mathematical Modelling*. 2016. Vol. 40. Pp. 2770-2782. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apm.2015.10.006>.
4. Maialen Areitioaurtena, Unai Segurajauregi, Ville Akujärvi, Martin Fisk, Iker Urresti and Eneko Ukar. A semi-analytical coupled simulation approach for induction heating. *Advanced Modeling and Simulation in Engineering Sciences*. 2021. No 8. Article number: 14. DOI: <https://doi.org/10.1186/s40323-021-00199-0>.
5. Bereziuk A.O. Electromagnetic and thermal processes in induction installations of heating of heat carriers: diss. ... Cand. tech. sciences: 05.09.03. National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine. Kyiv. 2013. (Ukr)
6. Tozoni O.V., Maerгойз I.D. Calculation of three-dimensional electromagnetic fields. Kyiv: Tekhnika, 1974. 352 p. (Rus)

Надійшла 10.05.2022  
Остаточний варіант 15.06.2022

## ЗАХИЩЕНІ ІЗОЛЯЦІЄЮ ПРОВІДИ ДЛЯ ПОВІТРЯНИХ ЛІНІЙ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧІ НА СЕРЕДНЮ НАПРУГУ: ПЕРЕВАГИ, КОМП'ЮТЕРНІ РОЗРАХУНКИ

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)

*У роботі визначено переваги використання захищених ізоляцією проводів для ліній електропередачі на середню напругу (до 35 кВ) у порівнянні з традиційними неізольованими проводами. Розроблено математичну модель та проведено комп'ютерні розрахунки для захищеного проводу 20 кВ, що має жилу сталєво-алюмінієвої конструкції. Для такої конструкції проаналізовано розподіли магнітного поля та густини струму в трьох проводах повітряної лінії, а також визначено їхній опір з урахуванням нелінійних властивостей сталєвого осердя в діапазоні змінення частоти 50–10000 Гц. Це надає можливості розраховувати електричні втрати в провідниках повітряної лінії електропередачі в перехідних режимах та під час виникнення вищих гармонік в енергомережі. Бібл. 8, рис. 4.*

**Ключові слова:** захищені ізоляцією проводи, самоутримні ізольовані проводи (СП), поліетиленова ізоляція, сталєне осердя, повітряні лінії електропередачі, середня напруга, активний опір, густина струму, висока частота, комп'ютерне моделювання.

**Вступ.** В останні роки у світову практику реконструкції та будівництва нових повітряних ліній електропередачі (ПЛ) середнього класу напруги усе ширше впроваджуються проводи, захищені ізоляцією – самоутримні захищені проводи, що належать до групи ізольованих проводів СП. На струмопровідну жилу захищеного проводу накладається екструдована полімерна ізоляція, яка виключає коротке замикання між проводами через їхнє зіткнення (схлестування) та знижує ймовірність замикання на землю, а поверх – оболонка, що уберігає електричну ізоляцію від механічних ушкоджень.

Захищені ізоляцією проводи підвищують надійність розподілу і передачі електроенергії, зменшують кількість збоїв в електропостачанні внаслідок можливих аварій, що важливо для енергоємних галузей промисловості, міст та населених пунктів, де негативно відбиваються зупинки виробничих процесів і відключення ліній, а також необхідною є підвищена безпека в умовах, наприклад, щільної забудови або в зоні лісопосадки з невеликою шириною просіки для ПЛ (для ліній з ізольованими проводами просіка може бути у 6 разів вужча, ніж для традиційних ПЛ з неізольованими проводами, при цьому її ширина може становити лише 3,5–4 м і визначатися тільки можливістю під'їзду техніки для проведення будівельних робіт).

Застосування самоутримних ізольованих і захищених проводів є на сьогоднішній день найбільш прогресивним та перспективним напрямком розвитку електричних мереж. Висока економічна ефективність таких проводів досягається за рахунок значного підвищення надійності електропостачання споживачів та істотного зниження експлуатаційних витрат у порівнянні з неізольованими проводами, і в тому числі внаслідок підвищеної механічної міцності та застосування прогресивної зчеплювальної та відгалужувальної арматури.

Застосування самоутримних ізольованих проводів СП на напругу до 1 кВ та захищених проводів на напругу до 35 кВ дає змогу підвищити надійність, безпеку та економічність ПЛ у порівнянні з традиційними лініями за рахунок [1–4]: виключення можливості прямого контакту зі струмопровідними елементами; зниження спадання напруги і реактивної потужності в ПЛ внаслідок зменшення індуктивності їхніх проводів; виключення обривів проводів через ожеледі, мокрий сніг, сильні вітрові навантаження, падіння дерев і влучення на проводи важких предметів; виключення коротких замикань через схлестування проводів і контактів із заземленими предметами та елементами різних конструкцій; можливості технічного обслуговування та ремонту ПЛ під напругою; спрощення будівництва й обслуговування ПЛ; зменшення часу знаходження лінії у відключеному стані; скорочення кіль-

© Подольцев О.Д., Кучерява І.М., 2022

\*ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-9029-9397>



кості перерв в електропостачанні споживачів; зниження ймовірності пожеж; можливості використання опор та ізоляторів діючих ПЛ.

Провідними світовими фірмами з виготовлення ізольованих захищених проводів і арматури для їхнього використання є фінські електротехнічні фірми "Pirelli Cables and Systems" та "Ensto" [5, 6]. В Україні самоутримні ізольовані проводи на напругу 1, 20, 35 кВ випускаються заводом "Південкабель" (м. Харків) [3, 7]. Вітчизняні проводи СПП мають жили з алюмінієвого сплаву або жили сталево-алюмінієвої конструкції. В останньому випадку в центрі проводу розташовується сталеве осердя, а поверх нього – повив з алюмінієвих дротів (рис. 1).



Рис. 1.

Аналіз електромагнітних процесів та еквівалентного опору жили сталево-алюмінієвої конструкції неможливо виконати на основі простих аналітичних виразів через наявність сталевого осердя з нелінійними магнітними властивостями. Внаслідок цього в роботі використано чисельний розрахунок електромагнітного поля і втрат у комбінованій жилі СПП.

Метою роботи є розробка математичної моделі та методики чисельного розрахунку електромагнітного поля та активного опору самоутримного ізольованого проводу типу СПП-3 зі струмопровідною жилою, що містить сталеве осердя, у широкому діапазоні змінення частоти 50–10000 Гц. Такий частотний діапазон дає змогу аналізувати процеси в лінії як у сталому режимі у разі наявності вищих гармонік у мережі, так і в перехідних режимах.

Практичне значення розробленої методики полягає в необхідності уточнення значення опору проводів типу СПП, що випускаються ЗАТ "Завод "Південкабель" (м. Харків).

**Модель для розрахунку опору проводів.** Розглядається трифазна ПЛ 20 кВ, побудована на основі СПП-3 зі сталево-алюмінієвою жилою (перетин проводу – 150 мм<sup>2</sup>). Основні розміри показано на рис. 2 [2]. Припускається, що в трьох провідниках ПЛ протікають однакові за амплітудою та зсуnutí на 120<sup>0</sup> струми, комплексні значення яких відповідно дорівнюють:  $\dot{I}_1 = I_m e^{j0}$ ,  $\dot{I}_2 = I_m e^{j2\pi/3}$ ,  $\dot{I}_3 = I_m e^{j4\pi/3}$  – розглядається симетричний режим роботи лінії. Задача полягає у визначенні розподілу густини струму в перетині жил і на основі цього розрахунку еквівалентних активних опорів провідників, а отже і електричних втрат, що виділяються в них.

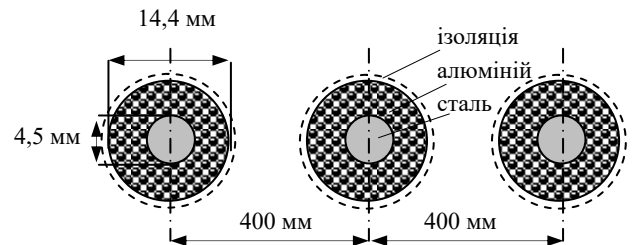


Рис. 2.

Повітряна лінія передбачається досить протяжною, так що кінцевими ефектами на вході та виході лінії нехтується. У такому випадку електромагнітна задача розглядається у двовимірній постановці в декартовій системі координат  $xOy$  відносно комплексного векторного магнітного потенціалу з єдиною  $z$ -складовою:  $\dot{A} = (0, 0, \dot{A}_z)$ .

Розподіл магнітного потенціалу в розглянутій ПЛ задовольняє наступній системі інтегродиференціальних рівнянь

$$\text{у повітрі:} \quad \nabla \times (\mu_0^{-1} \nabla \times \dot{A}) = 0; \quad (1)$$

у провідних середовищах (в сталево-алюмінієвих жилах трьох проводів)

$$j\omega\sigma \dot{A} + \nabla \times ((\mu_0 \mu_r(|\mathbf{B}|))^{-1} \nabla \times \dot{A}) = \sigma \Delta \dot{U}_k / L_n \quad (2)$$

та інтегральним виразам для струмів у кожному проводі

$$\int_{S_k} (-j\omega\sigma \dot{A}_z + \sigma \Delta \dot{U}_k / L_n) dS = \dot{I}_k, \quad k = 1, \dots, 3. \quad (3)$$

У (1–3) використано такі величини:  $\omega$  – кругова частота змінення струму;  $\sigma$ ,  $\mu_r(\mathbf{B})$  – електропровідність і відносна магнітна проникність середовища відповідно (для сталевого осердя враховується залежність магнітної проникності сталі від магнітної індукції  $\mathbf{B}$ );  $\mu_0$  – діелектрична проник-

ність вакууму;  $\Delta\dot{U}_k$  – спадання напруги на  $k$ -му проводі довжиною  $L_l$ ;  $S_k$  – площа поперечного перерізу проводу.

Величини  $\Delta\dot{U}_k, k=1, \dots, 3$  є невідомими і визначаються за виразами (3).

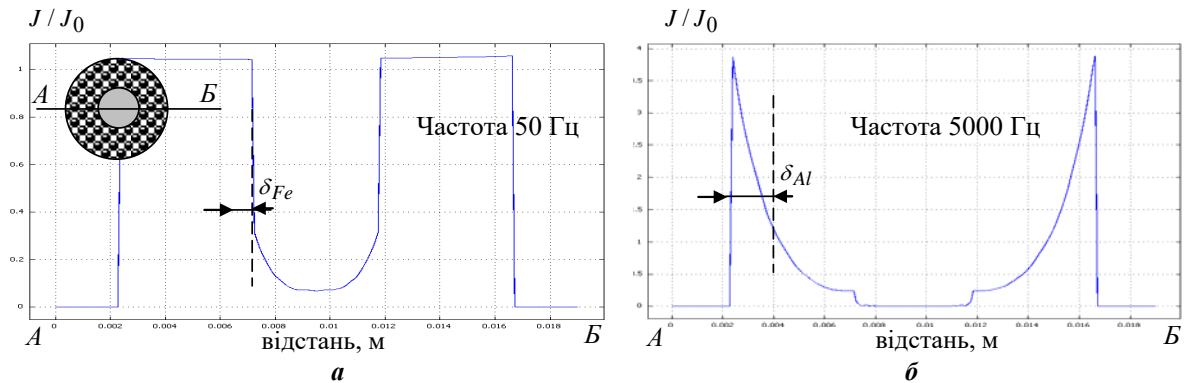


Рис. 3

Гранична умова на зовнішній границі розрахункової області задається у вигляді

$$\dot{A}_z(x, y) = 0.$$

Після визначення розподілу магнітного потенціалу  $\dot{A}_z$  та спадання напруги  $\Delta\dot{U}_k$  для провідників густина струму в їхніх перетинах розраховується за допомогою виразу

$$\dot{j}_z = \sigma(-j\omega\sigma\dot{A}_z + \sigma\Delta\dot{U}_k / L_l).$$

Еквівалентні активні опори одиниці довжини  $k$ -го проводу дорівнюють

$$R_{AC}^{(k)} = \frac{\int |\dot{j}_z|^2 \sigma^{-1} dS}{|\dot{I}_k|^2 S_k}. \quad (4)$$

Розв'язок системи інтегро-диференціальних рівнянь (1–3) відносно невідомих  $\dot{A}_z$  і  $\Delta\dot{U}_k, k=1, \dots, 3$  виконується чисельно методом кінцевих елементів у програмі Comsol [8].

**Результати комп'ютерного моделювання.** Розрахунки проводилися для ПЛІ 20 кВ з проводами, що мають розміри відповідно до рис. 2. Матеріал жили – алюміній з електропровідністю  $\sigma = 33 \cdot 10^6$  См/м. Сталеве осердя характеризується  $\sigma = 10 \cdot 10^6$  См/м та відносною магнітною проникністю  $\mu_r$ , що залежить від магнітного поля  $\mathbf{B}$ :  $\mu_r = 1000 / (1 + 1,4 |\mathbf{B}|)$ . Діюче значення струмів у провідниках приймалося рівним 485 А.

На рис. 3 показано зміння густини струму вздовж перетину середнього провідника за різних значень частоти. Встановлено, що через відносно велику відстань між провідниками вплив ефекту близькості проявляється слабо і розподіл густини струму в усіх трьох провідниках приблизно однаковий.

Оціночне значення глибини проникнення магнітного поля в сталеве осердя за частоти 50 Гц

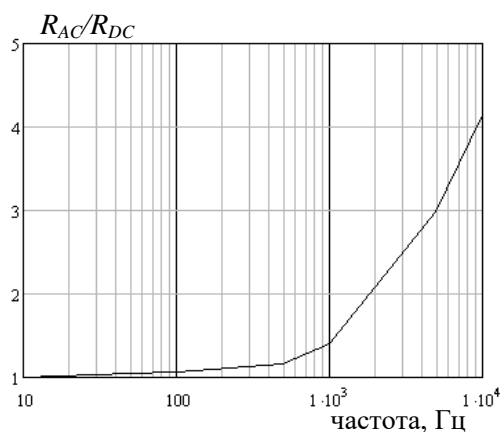


Рис. 4

складає  $\delta_{Fe} = \sqrt{2 / (\omega\mu_0\mu_r\sigma)} = 0,71$  мм (за значенні  $\mu_r = 1000$ ). Тому за 50 Гц в осерді жили має місце скін-ефект, а в алюмінієвих жилах густина струму розподілена рівномірно в їхньому перетині, тобто глибина проникнення поля в алюмінієвий провідник  $\delta_{Al}$  на цій частоті значно більша за його товщину. З підвищенням частоти струм практично повністю витісняється зі сталевго осердя, а в алюмінієвих провідниках починає проявлятися скін-ефект. За частоти 5000 Гц (рис. 3, б) струм протікає вздовж поверхневого шару алюмінієвого провідника товщиною  $\delta_{Al}$ , тобто в жилі проявляється різкий скін-ефект.

Розрахункову залежність від частоти відносного

значення активного опору, визначеному за формулою (4), для середнього провідника наведено на рис. 4. Тут  $R_{DC}$  – опір провідника на постійному струмі. Дані рис. 4 показують, що починаючи з частоти 500 Гц, спостерігається різке збільшення опору проводу. Проведені розрахункові дослідження свідчать також про те, що через велику відстань між проводами, яка визначається з технічних умов їхньої безпечної експлуатації в ПЛ, електромагнітний ефект близькості проявляється слабо і еквівалентні опори всіх трьох проводів у лінії мають практично однакові значення, відрізняючися при цьому не більш, ніж на 3 %.

**Висновки.** На основі наведеної математичної моделі для аналізу електромагнітного поля реалізовано методику розрахунку активного опору ізолюваних проводів з жилою сталеву-алюмінієвою конструкції, призначених для повітряних ліній електропередачі.

Досліджено розподіл густини струму в перетині ізолюваних проводів лінії. Отримано частотну залежність активного опору проводів комбінованої конструкції в діапазоні частоти 50–10000 Гц, що дає змогу аналізувати процеси в лінії як у сталих режимах за наявності вищих гармонік, так і в перехідних режимах.

Практичне значення комп'ютерної методики та результатів роботи полягає в тому, що отримані на її основі уточнені значення активного опору ізолюваних проводів можуть бути використані (і в тому числі на харківському заводі "Південкабель") під час вибору оптимальних параметрів самоутримних ізолюваних проводів на напругу до 1 кВ та самоутримних захищених проводів зі зшитополіетиленовою ізоляцією на напругу до 35 кВ.

*Роботу виконано в рамках держбюджетної програми за темою "Розвинути теорію імпульсних і високочастотних перехідних електромагнітних процесів у енергетичних і технологічних резонансних установках та високовольтних кабельних лініях електропередачі" (Шифр "ЕЛКАБ", номер реєстрації 0117U007713.), КПКВК 6541030.*

## PROTECTED INSULATED WIRES FOR MEDIUM-VOLTAGE OVERHEAD POWER LINES: ADVANTAGES, COMPUTATIONS

O.D. Podoltsev, I.M. Kucheriava

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

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

*The paper presents the advantages of protected insulated wires for medium-voltage (up to 35 kV) overhead power lines compared to the lines with traditional non-insulated wires. The mathematical model is developed and the computer calculations are realized for a 20 kV protected insulated wire with a steel-aluminum core. For such design, the distributions of the magnetic field and current density in three wires of overhead power line are analyzed, their resistance is determined taking into account the nonlinear properties of the steel core within the frequency range of 50–10000 Hz. This makes it possible to compute the electrical losses in the conductors of the power lines under the transient conditions and at high harmonics in the power network. References 8, figures 4.*

**Key words:** protected insulated wires, self-supporting insulated wires, polyethylene insulation, steel core, overhead power lines, medium voltage, resistance, current density, high frequency, computer modeling.

1. Zolotaryov V.M., Shcherba A.A., Karpushenko V.P., Peretyatko Yu.V., Zolotaryov V.V., Oboznyi A.L. The directory for the choice of characteristics, design and application of the self-supporting insulated wires, produced by private joint-stock company Yuzhcable works, for overhead power lines with improved reliability and safety. Kharkov, Maidan, 2008. 62 p. (Ukr)

2. Cables and wires with plastic insulation. Plant Yuzhcable works. Kharkov, Ukraine. *Catalogue*. No 2. 53 p. (Rus)

3. Zolotaryov V.M. Plant Yuzhcable works: milestones of the road (75 years to plant Yuzhcable works). *Elektrotehnika i Elektromekhanika*. 2018. No 5. Pp. 12–16. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.5.02>

4. Covered conductor for MV lines. Global standard. Rev. 01 04/2020, 20 p. URL: [https://www.eneldistribuiacao.com.br/rj/documentos/GSCC021%20MV%20aerial%20covered%20conductor\\_rev01%20\(2\).pdf](https://www.eneldistribuiacao.com.br/rj/documentos/GSCC021%20MV%20aerial%20covered%20conductor_rev01%20(2).pdf) (accessed at 29.06.2022).

5. Prysmian Group. Linking the Future. URL: <https://www.prysmiangroup.com/en> (accessed at 29.06.2022).

6. ENSTO. Electricity distribution networks. URL: <https://www.ensto.com/ua/> (accessed at 29.06.2022).

7. Private Joint Stock Company Plant Yuzhkabel. Directory of cable and wire products. URL: <https://www.yuzhcable.info/index.php?CAT=20> (accessed at 29.06.2022).

8. *Comsol* multiphysics modeling and simulation software. URL: <http://www.comsol.com/> (accessed at 29.06.2022).

Надійшла 01.07.2022

Остаточний варіант 11.07.2022

## МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ДЛЯ АНАЛІЗУ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ В ДВООБВИТКОВИХ ТРАНСФОРМАТОРАХ У МЕТОДІ ПРЯМИХ

М.С. Сегада<sup>\*</sup>, докт. техн. наук, П.Ф. Гоголюк<sup>\*\*</sup>, канд. техн. наук, Ю.В. Близнак<sup>\*\*\*</sup>  
Національний університет «Львівська політехніка»,  
вул. Степана Бандери, 12, Львів, 79013, Україна.  
E-mail: [mykhailo.s.seheda@lpnu.ua](mailto:mykhailo.s.seheda@lpnu.ua), [petro.f.hoholiuk@lpnu.ua](mailto:petro.f.hoholiuk@lpnu.ua), [blyznakyura@gmail.com](mailto:blyznakyura@gmail.com)

*У методі прямих розроблено математичну модель двообвиткового трансформатора для дослідження швидкоплинних перехідних процесів у його обвитках у вигляді електромагнетного кола з урахуванням основного магнетного потоку, власних і взаємних міжвиткових та міжобвиткових потоків розсіювання, поперечних виткових й поздовжніх міжвиткових ємностей обвиток. Створена модель спрощує інженерні розрахунки швидкоплинних перехідних процесів у обвитках застосуванням методів теорії електромагнітних кіл замість складних для практичного застосування методів математичної фізики. Досліджено перехідні процеси та розподіл напруги в обвитках трансформатора за дії на них перенапруги у вигляді стандартизованого імпульсу. Бібл. 8, рис. 4.*

**Keywords:** математична модель, трансформатор, електричні та магнетні зв'язки, імпульсна перенапруга, перехідні процеси.

**I. Вступ.** У багатьох працях аналіз швидкоплинних перехідних процесів в обвитках трансформаторів здійснюється на підставі математичних моделей з використанням математичних моделей у звичайних диференційних рівняннях, сформованих на підставі заступних схем із зосередженими параметрами, а перехідну характеристику отримано за допомогою аналізу у часовій області [1]. Також у праці [2] наведено розрахунок параметрів заступної схеми трансформатора та досліджено внутрішні перехідні процеси в обвитках трансформаторів, що описуються звичайними диференційними рівняннями за припущення лінійного розподілу напруги вздовж обвитки.

У роботі [3] наведено аналіз впливу зміни параметрів обвитки еквівалентної заступної схеми трансформатора як кола з розподіленими параметрами на поширення хвилі перенапруги вздовж обвитки трансформатора.

У теперішній час методи аналізу хвильових процесів у обвитках трансформаторів спрямовані на розроблення математичних моделей з урахуванням основного магнетного потоку, власних і взаємних міжвиткових та міжобвиткових потоків розсіювання обвиток трансформаторів [4, 5].

У роботах [6, 7] наведено методи розрахунку хвильових процесів у двообвиткових трансформаторах, на підставі яких можна здійснювати аналіз розподілу напруги вздовж обвиток під час дії на них імпульсної перенапруги. Недоліком таких моделей є складнощі урахування крайових умов для диференційно-інтегральних рівнянь з частинними похідними за наявності кінцевих пристроїв зі зосередженими параметрами.

**Метою роботи** є розроблення математичної моделі двообвиткових трансформаторів у вигляді заступної схеми зі зосередженими параметрами в методі прямих для дослідження перехідних процесів в обвитках за дії на них імпульсної перенапруги з урахуванням власних і взаємних міжвиткових та міжобвиткових і взаємних потоків розсіювання обвиток, їхніх поздовжніх і поперечних міжвиткових та міжобвиткових ємностей.

**II. Математична модель.** Математичну модель двообвиткового трансформатора розроблено на підставі математичної моделі аналізу швидкоплинних процесів, що наведено в [6, 7].

Математичні моделі швидкоплинних процесів обвиток трансформатора складаються з двох груп диференційно-інтегральних рівнянь з частинними похідними, які наведено в [7]:

- рівнянь струмів зміщення та витоку, сформованих на підставі принципу неперервності струму;
- рівнянь спадів напруги, сформованих на підставі другого закону Кірхгофа.

Записані на підставі принципу неперервності рівняння струмів зміщення обвиток трансформатора мають вигляд

---

© Сегада М.С., Гоголюк П.Ф., Близнак Ю.В., 2022

ORCID ID: <sup>\*</sup> <https://orcid.org/0000-0001-8459-5758>; <sup>\*\*</sup> <https://orcid.org/0000-0003-0002-4638> ;

<sup>\*\*\*</sup> <https://orcid.org/0000-0002-4914-2283>

$$\frac{\partial i_1(x,t)}{\partial x} + (C_{120} + C_{10}) \frac{\partial u_1(x,t)}{\partial t} - C_{120} \frac{\partial u_2(x,t)}{\partial t} - C_{M10} \frac{\partial^3 u_1(x,t)}{\partial x^2 \partial t} = 0; \quad (1)$$

$$\frac{\partial i_2(x,t)}{\partial x} - C_{120} \frac{\partial u_2(x,t)}{\partial t} + (C_{120} + C_{20}) \frac{\partial u_1(x,t)}{\partial t} - C_{M20} \frac{\partial^3 u_2(x,t)}{\partial x^2 \partial t} = 0, \quad (2)$$

де  $i_1(x,t), i_2(x,t), u_1(x,t), u_2(x,t)$  – струми та напруги обвиток трансформатора;  $C_{10}, C_{20}, C_{120}$  – довжинні власні й взаємні ємності обвиток;  $C_{M10}, C_{M20}$  – довжинні міжвиткові ємності обвиток.

Рівняння напруг вздовж обвиток трансформатора на підставі [7] сформуємо у такому вигляді

$$\begin{aligned} \frac{\partial u_1(x,t)}{\partial x} + \frac{d\psi_{m10}(x,t)}{dt} + L_{\sigma 10} \frac{di_1(x,t)}{dt} + M_{\sigma 0} \frac{di_2(x,t)}{dt} + \int_0^x (M_{\sigma 10}(x,s) \frac{\partial i_1(x,t)}{\partial t} + M_{\sigma 210}(x,s) \frac{\partial i_2(x,t)}{\partial t}) ds + \\ + \int_x^l (M_{\sigma 10}(x,s) \frac{\partial i_1(x,t)}{\partial t} + M_{\sigma 210}(x,s) \frac{\partial i_2(x,t)}{\partial t}) ds + R_{10} i_1(x,t) = 0; \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial u_2(x,t)}{\partial x} + K \frac{d\psi_{m10}(x,t)}{dt} + L_{\sigma 20} \frac{di_2(x,t)}{dt} + M_{\sigma 0} \frac{di_1(x,t)}{dt} + \int_0^x (M_{\sigma 20}(x,s) \frac{\partial i_2(x,t)}{\partial t} + M_{\sigma 120}(x,s) \frac{\partial i_1(x,t)}{\partial t}) ds + \\ + \int_x^l (M_{\sigma 20}(x,s) \frac{\partial i_2(x,t)}{\partial t} + M_{\sigma 120}(x,s) \frac{\partial i_1(x,t)}{\partial t}) ds + R_{20} i_2(x,t) = 0, \end{aligned} \quad (4)$$

де  $\psi_{m10}(x,t)$  – зведене до первинної обвитки основне потокозчеплення елемента стрижня магнетопроводу;  $L_{\sigma 10}, L_{\sigma 20}, M_{\sigma 0}$  – власні та взаємні довжинні індуктивності розсіювання обвиток;  $M_{\sigma 10}(x,s), M_{\sigma 20}(x,s), M_{\sigma 120}(x,s), M_{\sigma 210}(x,s)$  – власні та взаємні довжинні міжвиткові індуктивності розсіювання елементів обвиток;  $l$  – довжина обвитки;  $x$  – поточна довжинна координата;  $s$  – поточна координата, за якою визначається відстань від місця  $x$  до координати будь якого іншого місця осі обвитки;  $K = W_2 / W_1$  – коефіцієнт трансформації трансформатора.

Взявши до уваги, що основний магнетний потік вздовж стрижня магнетопроводу є однаковим, маємо  $\partial \psi_{m10}(x,t) / \partial x = 0$ . Тоді сформований на підставі закону Ампера зв'язок між основним потокозчепленням і струмами обвиток для будь якої координати  $x$  матиме вигляд

$$i_j(x,t) + Ki_2(x,t) = i_{m10}(\psi_{m10}(x,t)), \quad (5)$$

де  $i_{m10}(\psi_{m10}(x,t))$  – вебер-амперна характеристика ділянки стрижня магнетопроводу.

Сформовану систему диференційно-інтегральних рівнянь з частинними похідними доцільно розв'язувати методом прямих. Для створення математичної моделі в методі прямих [8] просторові частинні похідні в рівняннях (1) – (2) і (3) – (4) замінюємо скінченими різницями вперед з порядком похибки  $O(\Delta x)$ , а інтеграли – відповідними сумами. У результаті отримаємо

$$\begin{aligned} \frac{i_{1k+1}(x_k,t) - i_{1k}(x_k,t)}{\Delta x} + (C_{120} + C_{10}) \frac{du_{1k}(x_k,t)}{dt} - C_{120} \frac{du_{2k}(x_k,t)}{dt} - \\ - C_{M10} \frac{d(u_{1k+1}(x_{k+1},t) - 2u_{1k}(x_k,t) + u_{1k-1}(x_{k-1},t))}{\Delta x^2} = 0; \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \frac{i_{2k+1}(x_k,t) - i_{2k}(x_k,t)}{\Delta x} + (C_{120} + C_{10}) \frac{du_{2k}(x_k,t)}{dt} - C_{120} \frac{du_{1k}(x_k,t)}{dt} - \\ - C_{M10} \frac{d(u_{2k+1}(x_{k+1},t) - 2u_{2k}(x_k,t) + u_{2k-1}(x_{k-1},t))}{\Delta x^2} = 0; \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} & \frac{u_{1k+1}(x_k, t) - u_{1k}(x_k, t)}{\Delta x} + \frac{d\psi_{m1k}(x_k, t)}{dt} + L_{\sigma 10k} \frac{di_1(x_k, t)}{dt} + M_{\sigma 0k} \frac{di_2(x_k, t)}{dt} + \\ & \sum_{i \neq k}^{m-1} \left( M_{\sigma 10ki}(x_k) \frac{di_{1k}(x_k, t)}{dt} + M_{\sigma 210ki}(x_k) \frac{di_{2k}(x_k, t)}{dt} \right) + \\ & + \sum_{i \neq k}^{m-1} \left( M_{\sigma 10ki}(x_k) \frac{di_{1k}(x_k, t)}{dt} + M_{\sigma 210ki}(x_k) \frac{di_{2k}(x_k, t)}{dt} \right) + r_{10} i_{1k}(x_k, t) = 0; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} & \frac{u_{2k+1}(x_k, t) - u_{2k}(x_k, t)}{\Delta x} + K \frac{d\psi_{m1k}(x_k, t)}{dt} + L_{\sigma 20k} \frac{di_{2k}(x_k, t)}{dt} + M_{\sigma 0k} \frac{di_{1k}(x_k, t)}{dt} + \\ & + \sum_{i \neq k}^{m-1} \left( M_{\sigma 20ki}(x_k) \frac{di_{2k}(x_k, t)}{dt} + M_{\sigma 210ki}(x_k) \frac{di_{1k}(x_k, t)}{dt} \right) + \\ & + \sum_{i \neq k}^{m-1} \left( M_{\sigma 20ki}(x_k) \frac{di_{2k}(x_k, t)}{dt} + M_{\sigma 210ki}(x_k) \frac{di_{1k}(x_k, t)}{dt} \right) + r_{20} i_{2k}(x_k, t) = 0, \end{aligned} \quad (9)$$

де  $k = \overline{1, m-2}$ ,  $m$  – кількість точок дискретизації довжинної координати  $x$  вздовж осі обвитки.

На підставі рівнянь (5) – (9) синтезовано заступну схему трансформатора, яку наведено на рис. 1. Схема складається з п'яти ланок ( $m=6$ ) з відображенням електромагнетних зв'язків між елементами обмоток і магнетопроводом трансформатора. Зазначимо, що синтез схеми можливий за нехтування в рівняннях (6) і (7) членами, в які входить друга похідна напруги за координатою  $x$ .

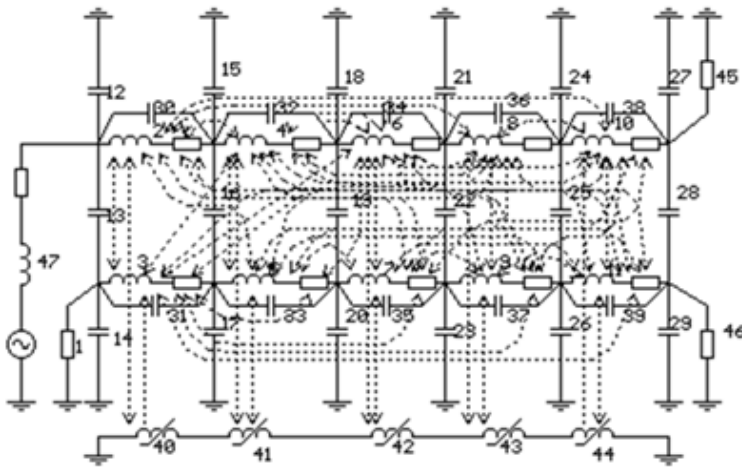


Рис. 1

вітки 45 відтворює режим нейтралі первинної обвитки. Для вторинної обвитки нейтраль прийнято ізолюваною. Крайові умови для рівнянь (6) – (9) отримуються дискретизацією рівнянь кінцевих пристроїв: вітки 1, 45, 46 і 47.

Програмну реалізацію розв'язання системи звичайних диференціальних рівнянь, складеної для схеми на рис. 1, в методі незалежних координат для трансформатора ТД 16000/115/35 здійснено в програмному середовищі MathCAD 15.

На рис. 2 наведено результати розрахунку у відносних одиницях розподілу напруги для первинної обвитки

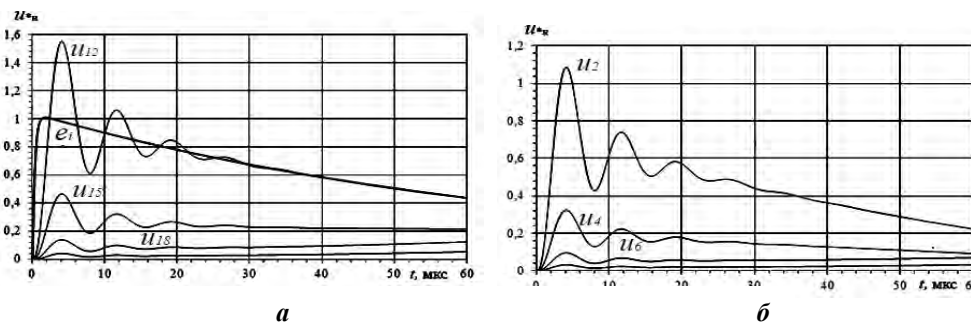


Рис. 2

первинної обвитки (а – відносно землі: вітки 12, 15, 18, 21; б – поздовжній розподіл: вітки 2, 4, 6, 8) за наявності індуктивності й резистивного опору у вітці 47 за дії перенапруги у вигляді стандартизованого імпульсу

$e_i$  1,5/50 мкс з одиничною амплітудою. Нейтраль первинної обвитки уземлено, а вторинної – ізольовано.

На рис. 3 наведено розподіл напруги для вторинної обвитки (а – відносно землі: вітки 14, 17, 20, 23; б – поздовжній, міжвитковий розподіл напруги: вітки 31, 33, 35, 37).

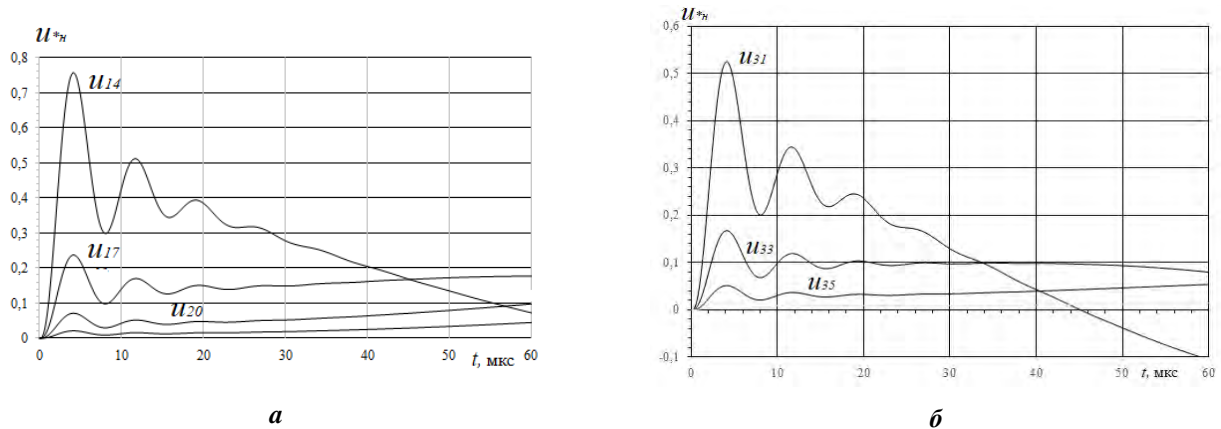


Рис. 3

На рис. 4 наведено результати розрахунку розподілу напруги первинної обвитки (а – відносно землі, б – поздовжній, міжвитковий розподіл) за наявності тільки резистивного опору у вітці 1.

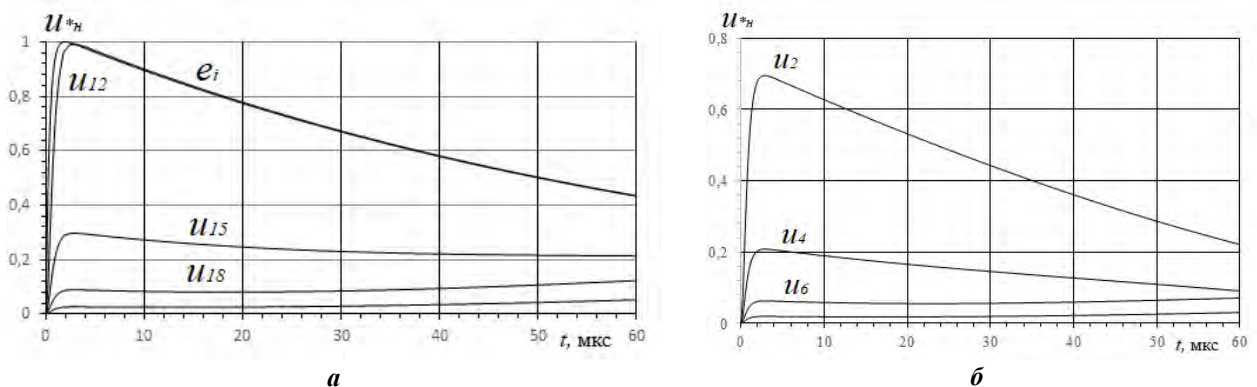


Рис. 4

З отриманих графіків випливає, що розподіл напруги вздовж обвиток суттєво нерівномірний, найбільші градієнти напруги є на початку обвиток, що збігається з результатами експериментів.

**Висновки.** На підставі методу прямих для системи диференційно-інтегральних рівнянь з частинними похідними розроблено математичну модель для дослідження швидкоплинних перехідних процесів у силових двообвиткових трансформаторах у вигляді заступної схеми, що складається з елементів електромагнітного кола, з урахуванням основного магнетного потоку, власних і взаємних міжвиткових та міжобвиткових магнетних потоків розсіювання, поперечних і поздовжніх міжвиткових ємностей обвиток. Такий підхід під час інженерних розрахунків швидкоплинних перехідних процесів у трансформаторах дає змогу використання методів теорії електромагнітних кіл замість складних для практичного застосування методів математичної фізики.

Досліджено розподіл напруги вздовж обвиток двообвиткового трансформатора та показано, що найбільший градієнт напруги має місце на початку обвиток з боку набігання імпульсу. Запропонована математична модель дає змогу моделювання перенапруг в обвитках трансформаторів, на підставі яких можна розробляти засоби захисту від перенапруг і координувати їхню ізоляцію.

1. Župan T., Trkulja B., Štih Ž. Power transformer winding model for lightning impulse testing. *Procedia Engineering*. 2017. Vol. 202. Pp. 297-304. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2017.09.717>

2. Lavrinovich V.A., Isaev Y.N., Mytnikov A.V. Advanced control state technology of transformer. *International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering*. 2013. Vol. 5. Iss. 17. No 4. Pp. 94-98.

3. Deaconu D., Chirilă A.-I., Năvrăpescu V., Ghiță C., Răchițeanu A., Vișoreanu A.-M. The Influence of Parameters of a Power Transformer Winding Equivalent Distributed Circuit Model on Atmospheric Overvoltage Wave

Internal Propagation along the Windings. International Conference and Exposition on *Electrical And Power Engineering* (EPE). Iasi, Romania, October 22-23, 2020. Pp. 507-512. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPE50722.2020.9305584>.

4. Electrical Transient Interaction between Transformers and the Power System. Part 1: Expertise. Joint Working Group A2/C4.39. CIGRE Brochure 577A, April 2014. 176 p. URL: [http://xmlopez.webs.uvigo.es/Html/Info/2014\\_Electrical\\_Transients\\_Part1\\_Expertise.pdf](http://xmlopez.webs.uvigo.es/Html/Info/2014_Electrical_Transients_Part1_Expertise.pdf) (accessed at 12.05.2022).

5. Electrical Transient Interaction between Transformers and the Power System. Part 2: Case Studies. Joint Working Group A2/C4.39. CIGRE Brochure 577B, April 2014. 124 p. URL: [http://xmlopez.webs.uvigo.es/Html/Info/2014\\_Electrical\\_Transients\\_Part2\\_Expertise.pdf](http://xmlopez.webs.uvigo.es/Html/Info/2014_Electrical_Transients_Part2_Expertise.pdf) (accessed at 12.05.2022).

6. Сегада М.С., Черемних Є.В., Гоголюк П.Ф., Мазур Т.А., Близнак Ю.В. Математична модель хвильових процесів у двообмоткових трансформаторах. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 6. С. 5-14. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.005>.

7. Sehed M.S., Cheremnykh Y.V., Gogolyuk P.F., Blyznak Y.V. Mathematical modeling of wave processes in two-winding transformers taking into account the main magnetic flux. *Scientific Bulletin of National Mining University*. 2021. No 5 (185). Pp. 80-86. DOI: <https://doi.org/10.33271/nvngu/2021-5/080>.

8. Zienkiewicz O.C., Morgan K. Finite Elements and Approximation. Dover Publications, NY, 2013. 352 p.

## MATHEMATICAL MODEL FOR ANALYSIS OF TRANSIENT IN TWO-WINDINGS TRANSFORMERS IN THE STRAIGHTS METHOD

M.S. Sehed, P.F. Gogolyuk, Y.V. Blyznak

Lviv Polytechnic National University,

12, S. Bandera Str., Lviv, 79013, Ukraine.

E-mail: [mykhailo.s.sehed@lpnu.ua](mailto:mykhailo.s.sehed@lpnu.ua); [petro.f.hoholiuk@lpnu.ua](mailto:petro.f.hoholiuk@lpnu.ua); [blyznakyura@gmail.com](mailto:blyznakyura@gmail.com)

*A mathematical model of a two-winding transformer for research of fast transient processes in windings in the form of an electromagnetic circuit, taking into account the main magnetic flux, own and mutual interturns and interwinding dissipation fluxes, transverse turns and longitudinal interwinding capacitances of the winding, is developed by using the straights method. The created model simplifies engineering calculations of fast transient processes in windings by applying the methods of the theory of electromagnetic circuits instead of the methods of mathematical physics, which are difficult for practical application. Transient processes and voltage distribution in transformer windings, under the action of pulse overvoltage in the form of a standardized pulse, are researched. References 8, figures 4.*

**Keywords:** mathematical model, transformer, electrical and magnetic connections, pulse overvoltage, transients.

1. Župan T., Trkulja B., Štih Ž. Power transformer winding model for lightning impulse testing. *Procedia Engineering*. 2017. Vol. 202. Pp. 297-304. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2017.09.717>

2. Lavrinovich V.A., Isaev Y.N., Mytnikov A.V. Advanced control state technology of transformer. *International Journal on Technical and Physical Problems of Engineering*. 2013. Vol. 5. Iss. 17. No 4. Pp. 94-98.

3. Deaconu D., Chirilă A.-I., Năvrădescu V., Ghiță C., Răchiteanu A., Viișoreanu A.-M. The Influence of Parameters of a Power Transformer Winding Equivalent Distributed Circuit Model on Atmospheric Overvoltage Wave Internal Propagation along the Windings. International Conference and Exposition on *Electrical And Power Engineering* (EPE). Iasi, Romania, October 22-23, 2020. Pp. 507-512. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPE50722.2020.9305584>.

4. Electrical Transient Interaction between Transformers and the Power System. Part 1: Expertise. Joint Working Group A2/C4.39. CIGRE Brochure 577A, April 2014. 176 p. URL: [http://xmlopez.webs.uvigo.es/Html/Info/2014\\_Electrical\\_Transients\\_Part1\\_Expertise.pdf](http://xmlopez.webs.uvigo.es/Html/Info/2014_Electrical_Transients_Part1_Expertise.pdf) (accessed at 12.05.2022).

5. Electrical Transient Interaction between Transformers and the Power System. Part 2: Case Studies. Joint Working Group A2/C4.39. CIGRE Brochure 577B, April 2014. 124 p. URL: [http://xmlopez.webs.uvigo.es/Html/Info/2014\\_Electrical\\_Transients\\_Part2\\_Expertise.pdf](http://xmlopez.webs.uvigo.es/Html/Info/2014_Electrical_Transients_Part2_Expertise.pdf) (accessed at 12.05.2022).

6. Sehed M. S., Cheremnykh Y.V., Gogolyuk P.F., Mazur T.A., Blyznak Y.V. Mathematical model of wave processes in two-winding transformers. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 6. Pp. 5-14. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.005>. (Ukr)

7. Sehed M.S., Cheremnykh Y.V., Gogolyuk P.F., Blyznak Y.V. Mathematical modeling of wave processes in two-winding transformers taking into account the main magnetic flux. *Scientific Bulletin of National Mining University*. 2021. No 5 (185). Pp. 80-86. DOI: <https://doi.org/10.33271/nvngu/2021-5/080>.

8. Zienkiewicz O.C., Morgan K. Finite Elements and Approximation. Dover Publications, NY, 2013. 352 p.

Надійшла 01.06.2022  
Остаточний варіант 14.07.2022



**GRID-CONNECTED PV SYSTEM EMPLOYING THREE INVERTERS REGULATED BY SYNCHRONOUS SCHEME OF PWM**

V.I. Oleschuk\*

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

The paper presents comparative analysis of three versions of the modified scheme of space-vector-based synchronous pulsewidth modulation (PWM), applied for control of three two-level inverters of transformer-based photovoltaic (PV) system, and focused on providing of the symmetry of winding voltage of power transformer during the whole adjustment range. Power supply of inverters is providing by the corresponding three solar strings consisting of a set of PV panels, and the outputs of three inverters are connected specifically with inverter-side windings of multi-winding grid-tied transformer. Results of MATLAB-simulation prove the fact of advanced spectral composition of the winding voltage of triple-inverter-based PV installation regulated by algorithms of synchronous space-vector PWM, assuring potential reduction of losses in these systems. References 10, table 1, figures 9.

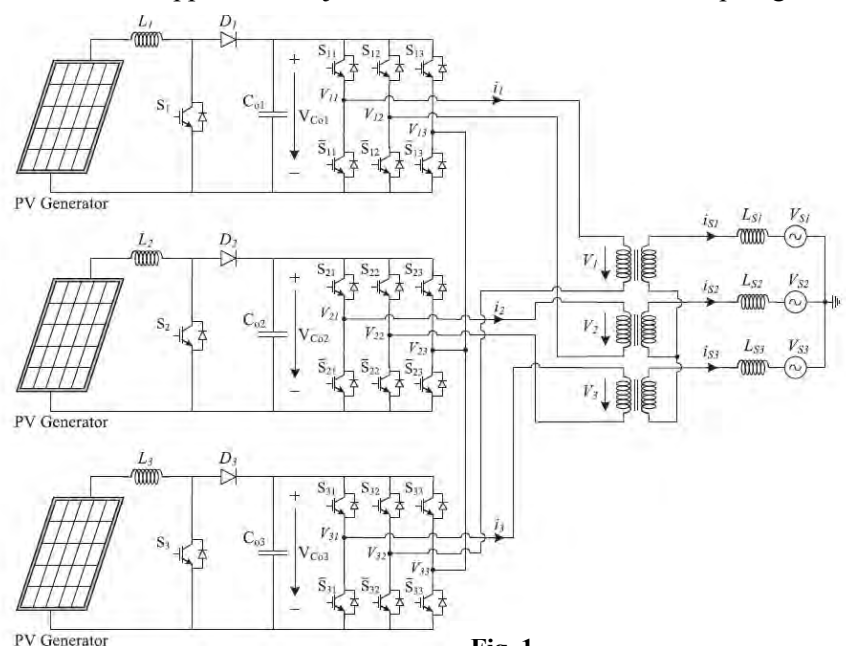
**Keywords:** voltage source inverter, photovoltaic installation, control and modulation strategy, voltage spectrum.

**Introduction.** Photovoltaic apparatuses are popular installations between different kinds of renewable electrical energy systems. There are both transformer-less and transformer-based configurations of photovoltaic systems [1 – 5]. Also, there are multiple configurations and topologies of ac modules of PV systems, based mainly on voltage source inverters (two-level three-phase inverters, neutral-point-clamped inverters, multilevel inverters, cascaded inverters, module inverters, etc.) [1 – 3], [5].

Effectiveness of operation of inverter-based power conversion systems, including PV installations, is in big dependence on control and modulation methods and techniques used for regulation of inverters. Therefore, the development and modification of control and modulation schemes for inverters of variable speed drives [6, 7], and for ac voltage stabilizers and regulators [8] has been executed. Also, modified algorithms of synchronous space-vector-based PWM have been applied for adjustment of two-inverter-based topologies of transformer-based photovoltaic systems [9, 10], assuring continuous synchronization and symmetry of the winding voltage at inverter-side windings of power transformer.

In this regard, the purpose of this work is in dissemination of the phase-shifted control scheme and modified algorithms of synchronous PWM for regulation of triple inverters of new structure of PV system, and also in comparative analysis of effectiveness of application of three basic versions of synchronous PWM for inverters of this system topology.

**Topology of three-inverter-**



**Fig. 1**

© Oleschuk V.I., 2022

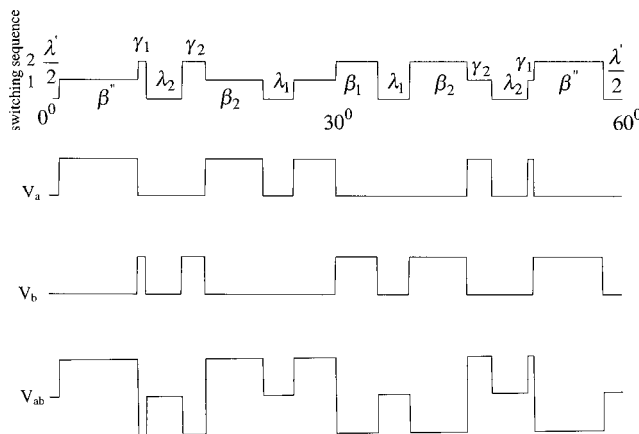
\* ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-7413-4867>

**based PV system.** Recently, three-inverter-based photovoltaic installation with specific interconnection between outputs of modulated inverters and windings of power transformer has been described (Fig. 1 [5]).

Therefore, this topology of PV system assures the increase of the maximum voltage applied to the multi-winding transformer (in comparison with two-inverter-based PV systems), reducing its weight and volume [5].

**Basic control functions of PV system with three modulated inverters.** Based on the developed schemes and techniques of synchronous space-vector PWM [9, 10], and features of the presented in Fig. 1 photovoltaic installation [5], Table presents set of the corresponding control functions for the presented topology of PV system assuring synchronous and symmetrical adjustment of winding voltage of multi-winding power transformer during entire control diapason of PV installation. In this Table  $F$  is operation frequency of the electrical grid (usually  $F = 50 \text{ Hz}$  with some small fluctuations),  $m$  is index of modulation of inverters,  $V_{11}, V_{12}, V_{13}, V_{21}, V_{22}, V_{23}, V_{31}, V_{32},$  and  $V_{33}$  are the pole voltages of three inverters. Fig. 2 shows (within a 60-degree clock interval) switching state sequence (control pulses) of a three-phase inverter, as well as the curves of the polar ( $V_a, V_b$ ) and line ( $V_{ab}$ ) voltages of inverter adjusted by algorithms of continuous synchronous PWM [9].

Switching frequency $F_s$ Switching sub-cycle $\tau$	Parameters of control signals and of the output voltage of inverters (Fig. 2)	Instantaneous values of winding voltages $V_1, V_2,$ and $V_3$ of system
$F_{s(PWMC)} = F(6n - 3)$ $\tau_{PWMC} = 1/2F_s = 1/[6F(2n - 1)]$ $F_{s(PWMD)} = F(8n - 5)$ $\tau_{PWMD} = 1/[6F(2n - 1.5)]$ where $n=2,3,4,\dots$	$\beta_1 = 1.1m\tau$ $\beta_j = \beta_1 \cos[(j-1)\tau]$ $\gamma_j = \beta_{n-j+1} \{0.8 - 0.5 \tan[(n-j)\tau]\}$ $\lambda_j = \tau - (\beta_j + \beta_{j+1})/2$	$V_1 = V_{11} - V_{13} - V_{32} + V_{33}$ $V_2 = V_{21} - V_{23} - V_{12} + V_{13}$ $V_3 = V_{31} - V_{33} - V_{22} + V_{23}$



**Fig. 2**

**Operation of PV installation with three voltage source inverters.** In accordance with the used control and modulation strategy, control signals of three two-level inverters are shifted by  $120^\circ$ , and additional mutual phase shift between control pulse signals of three inverters is equal to  $1/3$  of the width of switching sub-cycle.

Fig. 3 – Fig. 8 present results of MATLAB-simulation of PV installation controlled by algorithms of synchronous space-vector PWM, and show, in the relative scale, pole voltages  $V_{11}, V_{12}$  and  $V_{13}$  of the first inverter, line voltages of the first and the second inverters ( $V_{12} - V_{13}$ ) and ( $V_{21} - V_{23}$ ), and winding voltage  $V_2$  of multi-winding power transformer. It presents also spectral composition of the line ( $V_{21} - V_{23}$ ) voltage, and of the winding voltage  $V_2$ . The fundamental frequency of the output voltage of inverters is equal to  $F = 50 \text{ Hz}$ , and the averaged switching frequency of inverters is equal to  $F_s = 1120 \text{ Hz}$  in these cases.

Fig. 3 shows basic voltage waveforms and spectra of the line and winding voltages of PV system with inverters controlled by the scheme of continuous synchronous PWM (CPWM), coefficient of modulation of inverters is equal to  $m = 0.6$ . Fig. 4 presents the corresponding diagrams for PV system with inverters controlled by algorithms of discontinuous modulation with the 30-degrees non-switching intervals (DPWM30). Fig. 5 shows the corresponding diagrams for PV installation with three inverters regulated by techniques of discontinuous PWM with the 60-degrees non-switching intervals (DPWM60).

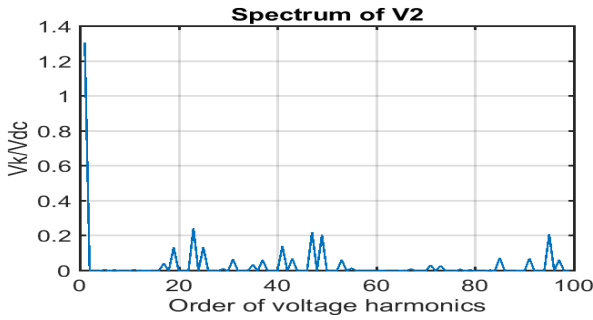
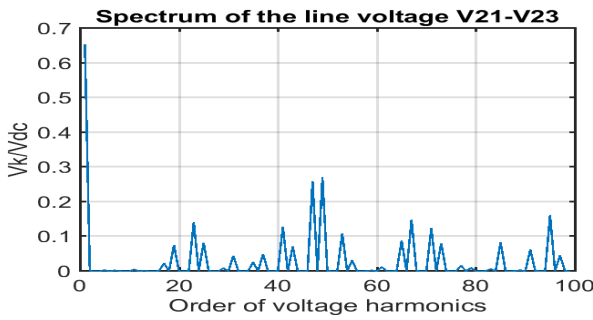
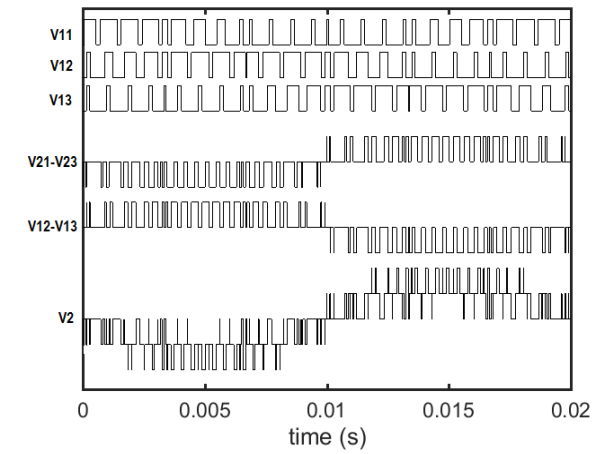


Fig. 3

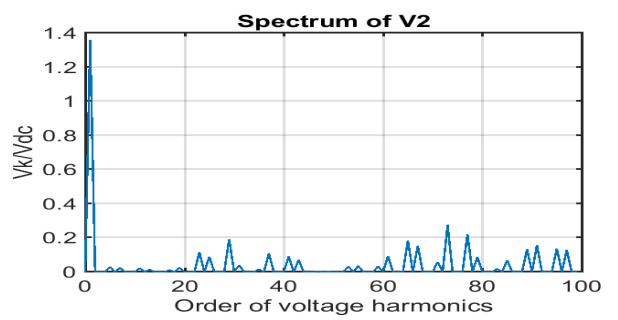
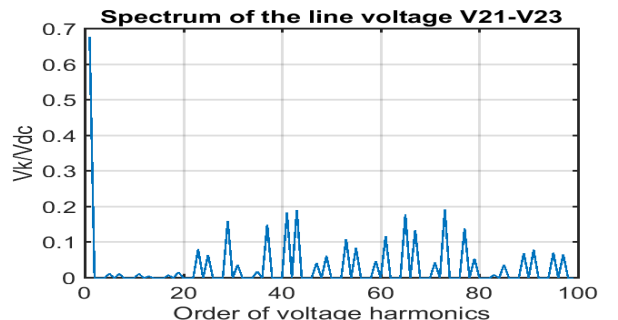
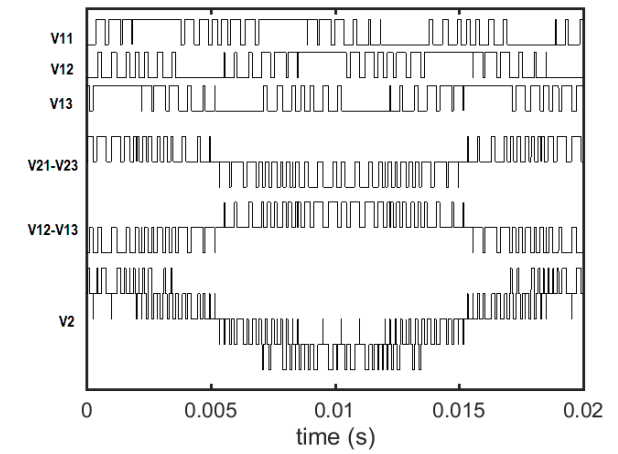


Fig. 4

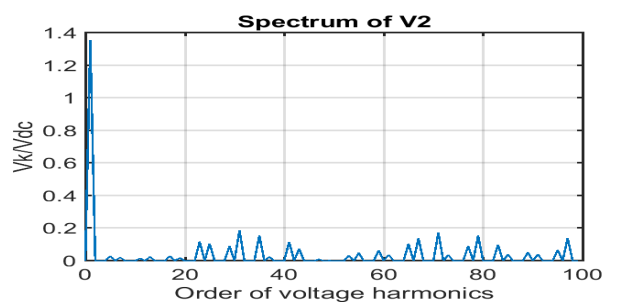
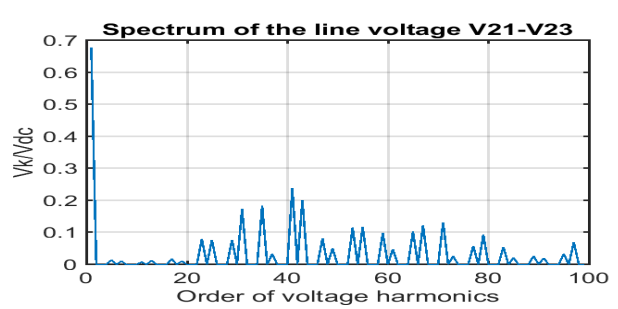
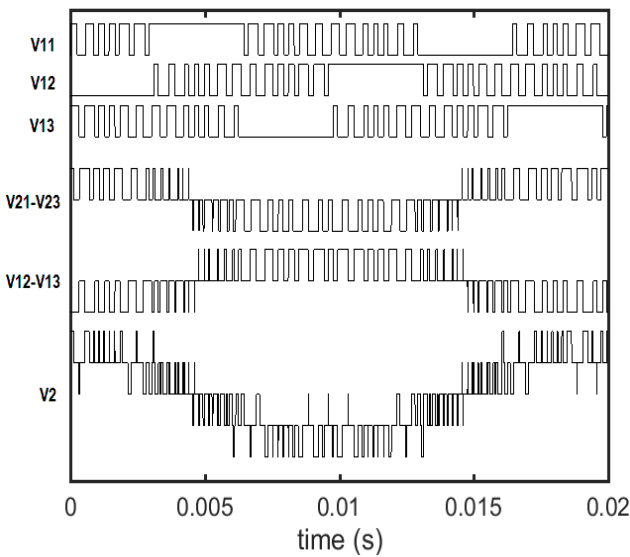
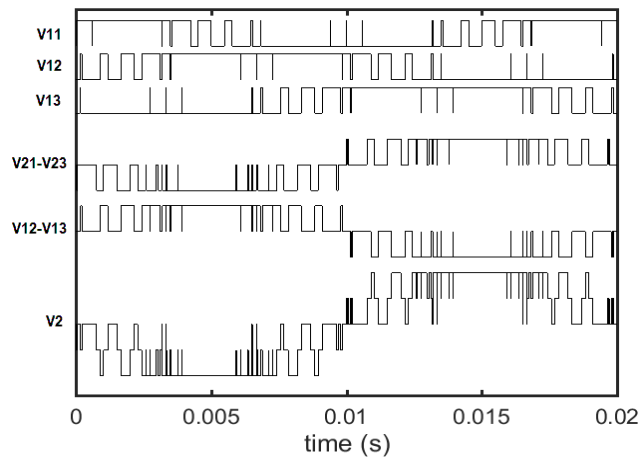


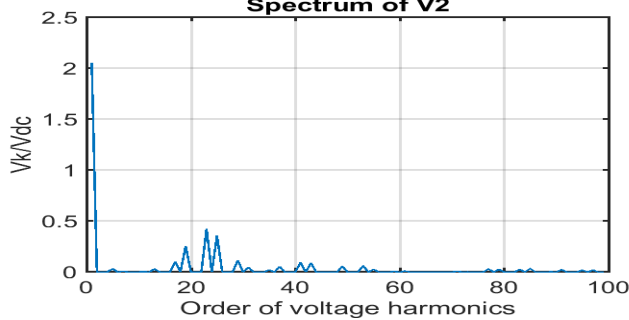
Fig. 5

Fig. 6 – Fig. 8 present the corresponding diagrams for PV system with triple inverters operating in the overmodulation control zone (Fig. 6 – CPWM control of inverters, Fig. 7 – DPWM30 control of inverters, Fig. 8 – DPWM60 control of inverters), index of modulation of inverters is equal to  $m=0.95$  in this case.

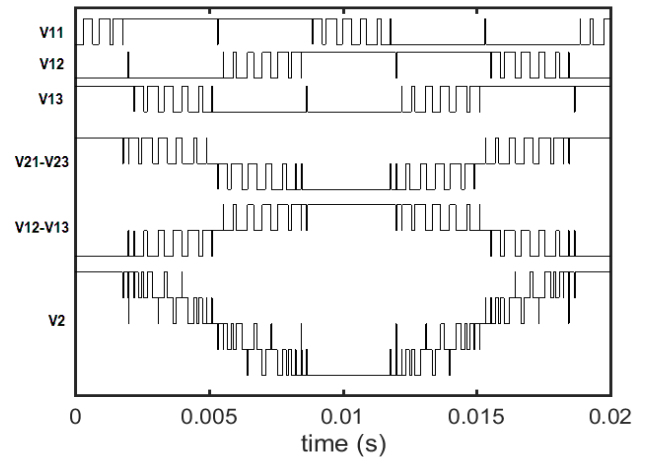
The presented simulation results show, that basic voltage waveforms of PV system have quarter-wave symmetry and are characterized by the lacking in its spectra of even harmonics and sub-harmonics.



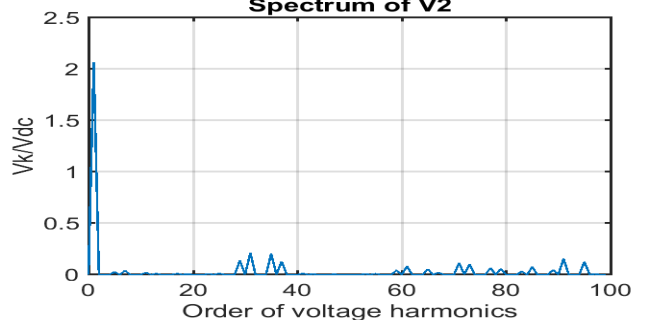
**Spectrum of V2**



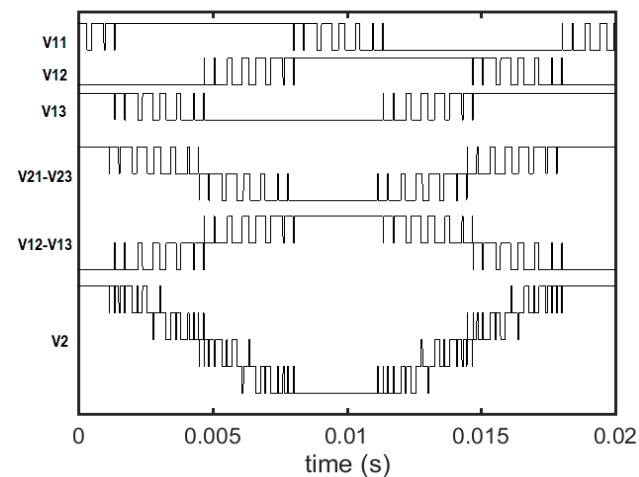
**Fig. 6**



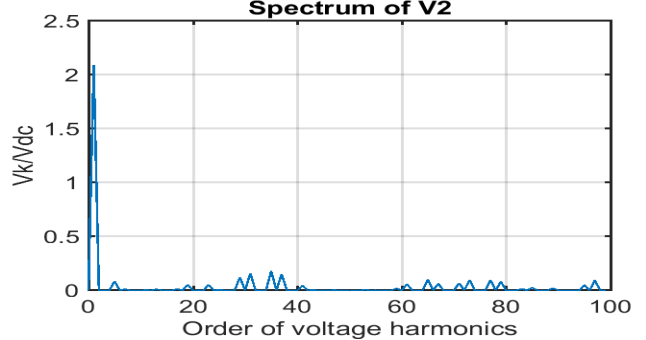
**Spectrum of V2**



**Fig. 7**



**Spectrum of V2**



**Fig. 8**

**Total Harmonic Distortion factor of the winding voltage of transformer-based PV system.** Total Harmonic Distortion (*THD*) factor is an important parameter for analysis and comparison of integral spectral composition of the winding voltage  $V_2$  of the analyzed PV system with average switching frequency of inverters equal to  $1120\text{ Hz}$ , determined (and presented in Fig. 9, *a, b*) in this case for two values of the maximum number of calculated harmonics ( $k$ -th harmonics) –  $k=40$  (Fig. 9, *a*), and  $k=100$  (Fig. 9, *b*):

$$THD = (1/V_{2_1}) \sqrt{\sum_{k=2}^{40} V_{2_k}^2} \quad (\text{Fig. 9, a}); \quad THD = (1/V_{2_1}) \sqrt{\sum_{k=2}^{100} V_{2_k}^2} \quad (\text{Fig. 9, b}).$$

The presented diagrams show a big dependence of the value of the *THD* factor on number of voltage harmonics, taking into account during determining *THD*. But for the both cases of determining of the *THD* factor, presented in Fig. 9,a ( $k=40$ ) and in Fig. 9,b ( $k=100$ ), better values of *THD* factor can be provided by the using of algorithms of discontinuous PWM (DPWM30 and DPWM60) for control of triple inverters of PV installation. In any case, the use of algorithms of synchronous space-vector PWM insure improved harmonic composition of winding voltage, providing the corresponding reduction of power losses of power transformer of this structure of PV apparatuses.

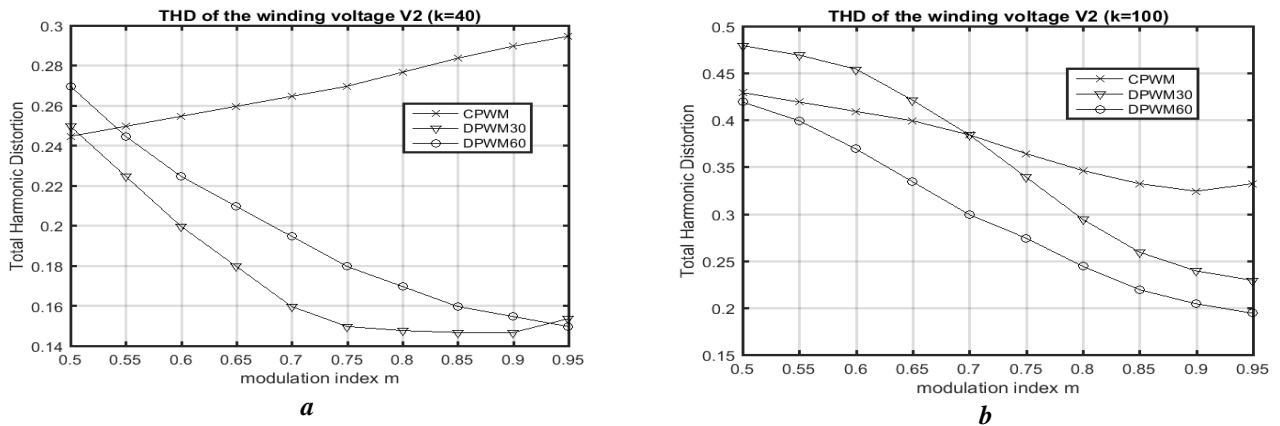


Fig. 9

**Conclusion.** Schemes, techniques, and algorithms of symmetrical space-vector-based PWM can be disseminated successfully for regulation of three two-level inverters of transformer-based grid-tied PV system with specific connection of windings of power transformer with outputs of triple inverters, insuring symmetry of the line-to-line and winding voltages for any control modes of PV installation, including its adjustment during overmodulation control zone.

The presented in Figs. 3 - 8 spectral composition of the line-to-line and winding voltages of PV system with three PWM inverters, adjusted by algorithms of synchronous space-vector-based modulation, underlines the fact of lacking of even-order harmonics and sub-harmonics (of the fundamental frequency) in spectra of the winding voltage of power transformer of PV system.

Improved spectral composition of the winding voltage of the analyzed configuration of PV installation assures to decrease copper losses in the inverter-side windings of multi-winding power transformer.

1. Grandi G., Rossi C., Ostojic D., Casadei D. A new multilevel conversion structure for grid-connected PV applications. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 2009. Vol. 56. No 11. Pp. 4416-4426. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2029587>.

2. Shavelkin A., Shvedchikova I. Multifunctional converter for single-phase combined power supply systems for local objects with a photovoltaic solar battery. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2018. No 5. Pp. 92-95. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.05.092>.

3. Kolantla D., Mikkili S., Pendem S.R., Desai A.A. Critical review on various inverter topologies for PV system architectures. *IET Renewable Power Generation*. 2020. Vol. 14. Issue 17. Pp. 3418-3438. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2020.0317>.

4. Shavelkin A.A. Improvement of the structure for the current control loop with the use of PWM for the grid inverter of the combined power supply system. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2019. No 3. Pp. 37-45. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.03.037>. (Ukr)

5. Pires V.F., Cordeiro A., Foito D., Silva J.F. Three-phase multilevel inverter for grid-connected distributed photovoltaic systems based in three three-phase two-level inverters. *Solar Energy*. 2018. Vol. 174. Pp. 1026-1034. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2018.09.083>.

6. Oleschuk V., Blaabjerg F. Synchronized scheme of continuous space-vector PWM with the real-time control algorithms. *IEEE Int'l Power Electronics Specialists Conference (PESC'2004)*. Aachen, Germany, June 20-25, 2004. Pp. 1207-1213. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.2004.1355594>.

7. Mikhalsky V.M., Sobolev V.M., Chopyk V.V., Shapoval I.A. Definition of harmonic content and quality factors of voltage-source inverter output voltage with application of discontinuous modulation functions for the PWM. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 2. Pp. 41-51. (Ukr)

8. Lypkivsky K.O., Khalikov V.A., Mozharovsky A.H. Analysis of AC voltage parameters conversion in electrotechnical and electrotechnological systems. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 1. Pp. 30-41. (Ukr)

9. Oleschuk V., Ermuratskii V. Dual inverters with synchronized modulation for transformer-based photovoltaic installations. Chapter of the book *Renewable Energy. Selected Issues*. Vol. 2. Cambridge Scholar Publishing, 2016. Pp. 192-205.

10. Oleschuk V., Ermuratskii V. Two-inverter-based photovoltaic system adjusted by the modified scheme of space-vector modulation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 26-30. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.026>.

УДК 621.314.572

## **ПОВ'ЯЗАНА З МЕРЕЖЕЮ ФОТОПЕРЕТВОРЮВАЛЬНА СИСТЕМА З ТРЬОМА ІНВЕРТОРАМИ, ЩО РЕГУЛЮЮТЬСЯ НА БАЗІ СХЕМИ СИНХРОННОЇ ШИМ**

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

*Представлено порівняльний аналіз трьох варіантів модифікованої схеми просторово векторної синхронної широтно-імпульсної модуляції (ШИМ), що застосовується задля керування трьома дворівневими інверторами трансформаторної фотоелектричної (ФЕ) системи та орієнтованій на забезпечення симетричності напруги обмотки силового трансформатора в усьому діапазоні регулювання. Живлення інверторів забезпечується відповідними трьома сонячними ланцюгами, що складаються з комплекту фотоелектричних панелей, а виходи інверторів з'єднані спеціально з обмотками з боку інвертора багатообмоткового мережевого трансформатора. Результати MATLAB-моделювання доводять факт розширеного спектрального складу напруги обмотки триінверторної фотоелектричної установки, що регулюється алгоритмами синхронного просторово-векторного ШИМ, що забезпечує потенційне зниження втрат у цих системах. Бібл. 10, рис. 9, табл. 1.*

**Ключові слова:** інвертор джерела напруги, фотоелектрична установка, стратегія управління та модуляції, спектр напруги.

Надійшла 01.06.2022  
Остаточний варіант 22.06.22

## КОМБІНОВАНА ТРАНСФОРМАТОРНО-КЛЮЧОВА ВИКОНАВЧА СТРУКТУРА ДВОФУНКЦІЙНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ДИСКРЕТНО-РАЗОВИМ КЕРУВАННЯМ

К.О. Липківський<sup>\*</sup>, докт. техн. наук, А.Г. Можаровський<sup>\*\*</sup>, канд. техн. наук.

Інститут електродинаміки НАН України,

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

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

*У системах живлення електротехнічного та електротехнологічного обладнання чільне місце посідають засоби силової перетворювальної техніки з трансформаторно-ключовими виконавчими структурами. Перетворювачі напруги на їх основі за дискретно-разового керування напівпровідниковими ключами відрізняються високими енергетичними показниками та відсутністю у робочих станах спотворень вихідної напруги і вхідного струму. Постійне збільшення номенклатури та кількості споживачів електроенергії, які для своєї унормованої роботи вимагають застосування таких перетворювачів, спонукають до відповідного їх вдосконалення, зокрема до розширення функціональних можливостей. У роботі досліджено особливості формування комбінованої трансформаторно-ключової виконавчої структури двофункційного перетворювача для системи живлення випрямленим струмом, що відзначається підвищеною ефективністю використання напівпровідникових приладів та меншими втратами в них. Визначено можливі і доцільні діапазони регулювання вихідної напруги таких перетворювачів. Бібл. 12, табл. 2, рис. 4.*

**Ключові слова:** комбінована трансформаторно-ключова виконавча структура, випрямляч, тиристорний комутатор, стабілізатор напруги, Smart transformer, discrete-time control.

Ефективна робота значної частини електротехнічного й електротехнологічного обладнання, навіть за умови забезпечення системними заходами унормованої якості електроенергії (ЕЕ) загальних мереж [1, 2], вимагає для свого живлення застосування різноманітних пристроїв силової перетворювальної техніки [3, 4, 5]. Постійне зростання номенклатури та кількості таких споживачів ЕЕ потребує відповідного вдосконалення перетворювальних засобів щодо розширення їхніх функціональних можливостей, підвищення керованості та ефективності використання напівпровідникових приладів, тощо [6]. Зазначене вдосконалення є можливим і відбувається на ґрунті розвитку елементної (переважно напівпровідникової) бази, інтенсифікації відповідних теоретичних досліджень, пошуку та синтезу нових схемотехнічних рішень.

Серед пристроїв перетворювальної техніки чільне місце посідають перетворювачі різного функціонального призначення з трансформаторно-ключовими виконавчими структурами – ТКВС [7], або з tap-changing transformers [8, 9] (які ще називають Smart transformers [10]), що відзначаються високими енергетичними показниками. Зокрема, це засоби цілеспрямованої зміни напруги – стабілізатори, які забезпечують живлення споживача стабільною напругою під час дії комплексу дестабілізуючих факторів, регулятори з глибоким або обмеженим діапазоном регулювання напруги/струму, тощо. За умови використання в них дискретно-разового керування (discrete-time control [11]) напівпровідниковими ключами, вони функціонують в будь-якому  $j$ -ому з  $J$  можливих станів структури (кількість яких визначається діапазоном і кроком зміни напруги), в якому ТКВС працює як звичайний двообвитковий трансформатор з відповідно необхідним коефіцієнтом передачі по напрузі, не вносячи при цьому жодних спотворень у вхідний струм та вихідну напругу.

Такі перетворювачі напруги використовуються переважно у системах живлення змінного струму, але наявність також систем постійного і випрямленого струму спонукає до пошуку доцільних шляхів їхнього впровадження й у ці системи. Основними з них є компонування/комплексування з іншими перетворювачами (зокрема випрямлячами) та/або розширення кола функцій, які вони виконують, що можна вважати елементом універсалізації перетворювача. При цьому необхідно забезпечити повноцінне виконання новоствореним пристроєм кожної з функцій без будь-яких обмежень.

Накопичений досвід роботи з пошуку нових рішень у перетворювальній техніці, який вимагає нестандартного підходу, відсторонення від відомих положень та схемотехніки, свідчить, що корисним є не тільки кінцевий результат пошуку (за умови багаторічних численних досліджень у цій царі-

ні можливе покращення певних показників якості нових перетворювачів обчислюється одиницями, інколи – десятком відсотків), а й інформація щодо самого процесу створення чогось нового, яка стимулює подальшу творчу діяльність.

Виходячи з цього **метою роботи** є висвітлення процесу формування виконавчої структури двофункційного трансформаторно-тиристорного перетворювача з підвищеною ефективністю використання напівпровідникових компонентів та зменшення загальних втрат у них.

За вихідний об'єкт для формування нової структури (по-суті – структурного синтезу) було обрано перетворювальний комплекс, що складається з перетворювача напруги змінного струму на основі ТКВС з двома тиристорними комутаторами – у вхідному і вихідному колах трансформатора  $Tr$ , та некерованого діодного випрямляча  $B$  (рис. 1). Таке поєднання цих компонентів за необхідності реалізації цілеспрямованої зміни напруги випрямленого струму є найбільш доцільним. Саме воно використано, наприклад, при організації вольтододавчого каналу в складній системі живлення постійним струмом з первинним джерелом відновлюваної енергії [12].

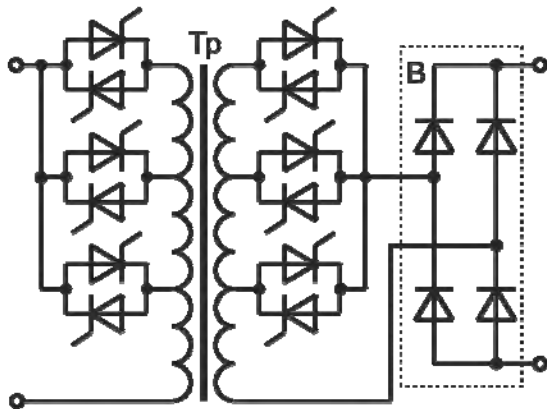


Рис. 1

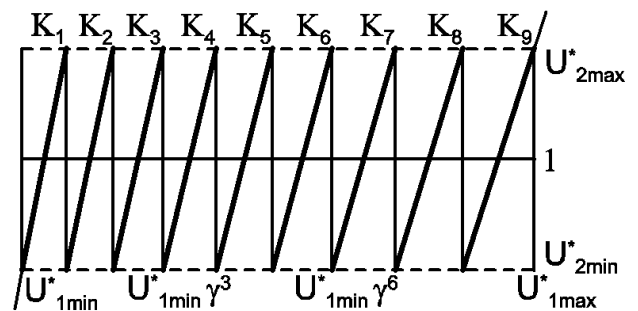


Рис. 2

Задля конкретності та компактності подальшого розгляду автори обмежилися варіантом з 6-ма ключовими елементами (увімкненими паралельно-зустрічно парами тиристорів), але за необхідності їх може бути більше. Кількість ключів  $S$  між комутаторами доцільно розподіляти наступним чином –  $S_1(S_2)=0,5 [S \pm 0,5(1-(-1)^S)]$  (індекс показує номер комутатора), що забезпечує можливість роботи структури у  $J=S_1 \times S_2=0,25[S^2-0,5(1-(-1)^S)]$  станах. Саме такому розподілу ключів відповідає досягнення максимально можливого коефіцієнту ефективності їхнього використання  $K_e=J/S$ . У нашому випадку кількість станів  $J=3 \times 3=9$ . На рис. 2 наведено пілкоподібну характеристику  $U_2^*=f(U_1^*)$ , де  $U_2^*$  та  $U_1^*$  – вихідна та вхідна напруги, нормовані по номінальному значенню  $U_n$ . Вона відображає зміну станів ТКВС та, відповідно, коефіцієнтів передачі по напрузі за обраним оптимальним згідно [7] законом  $K_{(j+1)}=K_{max}\gamma^{(j-1)}$ , де  $\gamma$  – відношення максимального та мінімального значень вихідної напруги;  $K_{max}$  – максимальне значення коефіцієнта передачі, що відповідає нижній межі діапазону зміни вхідної напруги і перевищує мінімальний коефіцієнт передачі  $K_{min}$  у  $\gamma^{(j-1)}$  разів. При цьому вихідна напруга підтримується на рівні номінального значення ( $U_n^*=1$ ) з похибкою  $\delta=\pm(\gamma-1)/(\gamma+1)$ . З рис. 2 впливає залежність  $U_{1min}^*=(1-\delta)/K_{max}$ ;  $U_{1max}^*=(1+\delta)/K_{min}$ ;  $U_{1max}^*/U_{1min}^*=\gamma^J$  та  $G=U_{1max}^*/U_{1min}^*=\gamma^J$ . Використання параметра  $G$  – глибини діапазону зміни вхідної напруги – є більш зручним, ніж його ширини, бо ця відносна величина не залежить від напрямку зсуву меж діапазону від номінального значення напруги. Збільшення, в разі вимоги, діапазону можна реалізувати або деяким збільшенням параметру  $\gamma$  та, як наслідок, похибки стабілізації  $\delta$ , або додаванням до будь-якого комутатора пари тиристорів, що позначиться на загальній кількості робочих станів ТКВС, але вплив на його складність буде незначним.

Слід зауважити, що у перших трьох станах ТКВС зміна коефіцієнта передачі по напрузі відбувається шляхом переключення напівпровідникових ключів вихідного комутатора, а у первинній обвитці трансформатора залишається задіяною лише та її частина, яка відповідає нижній межі діапазону зміни вхідної напруги, проте кількість її витків повинна розраховуватися, виходячи з того, що до неї наприкінці третього стану прикладається напруга, яка у  $\gamma^3$  разів перевищує значення  $U_{min}$  (рис. 2).



Передумовою задекларованого формування нової перетворювальної структури є зміна зображення вихідного комутатора ТКВС. Пропонується представити його у вигляді групи паралельно з'єднаних пар послідовно з'єднаних тиристорів (назвемо їх стійками), спільні точки яких приєднані до відповідних відводів вторинної обвитки трансформатора (рис. 3). Попри візуальну несхожість комутатора на рис. 3 та рис. 1 всі зв'язки між елементами і, взагалі, схема електрична залишилися незмінними. Власне процес формування полягає у виконанні трьох операцій. Перша – вилучення лінії зв'язку точок А (точка з'єднання катодів тиристорів) та Б (точка з'єднання анодів тиристорів), своєрідне "розкорочення" групи тиристорних стійок вихідного комутатора. Друга – вилучення діодної стійки Д1, Д2. Третя – підключення діодної стійки Д3, Д4 (разом з вихідними клеммами) паралельно тиристорним стійкам вихідного комутатора (до точок А та Б). Сформовану нову комбіновану виконавчу структуру стабілізатора напруги випрямленого струму зображено на рис. 4. Проте, це ще не все. Перша секція вторинної обвитки, розрахована на номінальну напругу, задіяна за будь-якого стану кожного з двох тиристорних ключів, що під'єднують одну або дві регульовальні секції. Це дає змогу замінити тиристорну стійку, пов'язану з першим відводом, діодною стійкою – введення у дію інших тиристорних стійок приведе автоматично до її запирання. Тобто, у структурі замість шести керованих ключів залишається п'ять, що до того ж спрощує роботу системи управління.

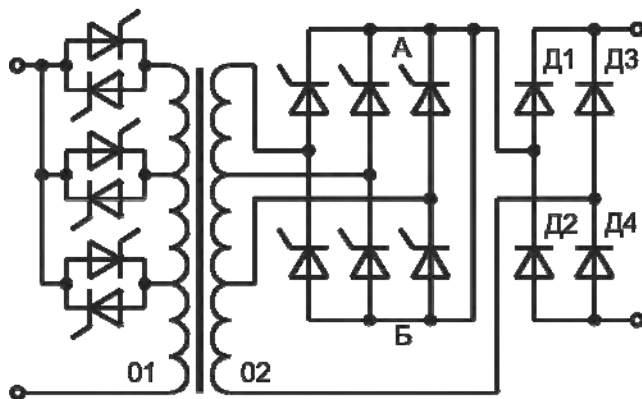


Рис. 3

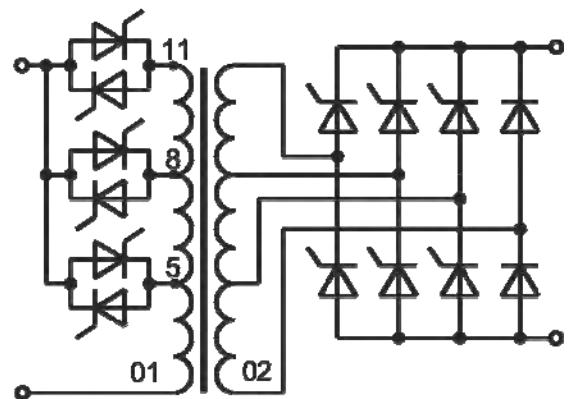


Рис. 4

Розміщення відводів у вторинній обвитці визначається рівнем напруги, що стабілізується. За стабілізації на номінальному рівні ( $U_n=220$  В) потенціали цих відводів відносно початку обвитки (точка 02) дорівнюють  $1, \gamma, \gamma^2$ . Розташування відводів первинної обвитки визначається виключно нижньою межею діапазону зміни вхідної напруги  $U_{1min}$ . Як зазначалося раніше, потенціал першого відводу відносно початку первинної обвитки (точки 01) повинен перевищувати  $U_{1min}$  у  $\gamma^3$  раза, другого – у  $\gamma^6$  раза, а третього – у  $\gamma^9$  раза. З метою передбачення можливого зсуву/варіювання меж діапазону зміни вхідної напруги доцільною є організація низки додаткових відводів з кроком зміни потенціалу –  $\gamma$ .

Розглянемо варіант стабілізації вихідної напруги на рівні  $U_n=220$  В з похибкою  $\delta=1,96\%$  ( $\gamma=1,04$ ) за умови  $U_{1min}^*=0,75$  ( $U_{1min}=165$  В). Розраховані при цьому за обраним законом потенціали низки відводів первинної обвитки зведено у табл. 1 (у першому рядку – абсолютні значення, (В); у другому – у відсотках від максимальної напруги всієї первинної обвитки  $U_{вдв(max)}$ ). Кількість відводів – а саме 11 – обрано такою, аби охопити реально можливі діапазони зміни вхідної напруги відносно номіналу в межах  $\pm 25\%$ , від 165 В до 275 В. Необхідно зазначити, що на практиці неможливо забезпечити точне відтворення отриманих теоретично значень потенціалів відводів внаслідок цілочисельності витків у секціях обвитки, тобто фактичний закон зміни коефіцієнтів передачі по напрузі буде дещо відрізнятися від наведеного раніше оптимального закону. Але цю відмінність можна нівелювати незначним – до  $\pm 2,1 \div 2,2\%$  – збільшенням похибки вихідної напруги.

Таблиця 1

№ вдв.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$U_{вдв}$ (В)	185,6	193,0	200,7	208,8	217,1	225,8	234,8	244,2	254,0	264,2	275,0
$U_{вдв}/U_{вдв(max)}$ (%)	68	70	73	76	79	82	86	89	93	96	100

У першому варіанті ключі першого комутатора приєднані до відводів 1, 4, 7 (інші відводи – 2, 3, 5 ... залишаються поки що незадіяними). При цьому перша найбільша секція первинної обвитки розраховується на напругу 185,6 В, для верхньої межі діапазону (відвід 7) маємо  $U_{1min} = 165 \times \gamma^9 = 234,8$  В, тобто його ширина становить 69,8 В. Наведені значення меж зміни вхідної напруги є характерними для дуже "слабких" мереж та/або за значної віддаленості споживачів електроенергії. Зміною точок приєднання ключів первинного комутатора можна також реалізувати стабілізацію вихідної напруги у разі зміни вхідної й у інших, зсунутих кожний раз на  $\gamma$ , межах (табл. 2). П'ятий варіант (ключі під'єднано до відводів 5, 8, 11), якому відповідає значне завищення напруги живлення, є найменш вірогідним, проте, завдяки тому, що у ньому задіяна уся первинна обвитка, саме він ілюструється на рис.4 (інші відводи не показано).

**Таблиця 2**

№ вдов.	1, 4, 7	2, 5, 8	3, 6, 9	4, 7, 10	5, 8, 11
$U_{1min}$ (В)	165	171,6	178,5	185,6	193,0
$\gamma^3 \times U_{1min}$ (В)	185,6	193,0	200,7	208,8	217,1
$U_{1max}$ (В)	234,8	244,2	254,0	264,2	274,7

Як видно, за наявності загалом 12 відводів у первинній обвитці, кількість можливих варіантів під'єднання ключів дорівнює п'яти. Але зауважимо, що внаслідок апріорної багатоваріантності ТКВС саме та група відводів дає змогу реалізувати стабілізацію й у разі збільшення (у разі завищення вимог) кількості ключових елементів. Так, у разі додавання лише однієї пари тиристорів кількість робочих станів системи зростає з 9 до 12, що дає змогу або підвищити точність стабілізації, або розширити припустимі діапазони зміни вхідної напруги. Якщо ключі додаються у первинний комутатор ( $S_1=3+1=4$ ,  $S_2=3$ ), то можливою є стабілізація у двох розширених діапазонах – або 165÷264В (задіяно відводи 1, 4, 7, 10), або 171,6÷274,7 В (задіяно відводи 2, 5, 8, 11). У разі додавання пари ключів у вихідний комутатор ( $S_1=3$ ,  $S_2=3+1=4$ ) відводи вторинної обвитки будуть мати потенціали 1,  $\gamma$ ,  $\gamma^2$ ,  $\gamma^3$ , а потенціали відводів первинної обвитки повинні змінюватися за крок у  $\gamma^4$  раза. При цьому отримуємо три можливі розширені діапазони: 165÷254 В (відводи 1, 5, 9), 171,6÷264,2 В (відводи 2, 6, 10) та 178,5÷274,7 В (відводи 3, 7, 11). Тобто, така ТКВС відзначається певною варіативністю, що дає змогу використовувати її за різних умов живлення, виходячи з стану системи електропостачання, віддаленості споживача, тощо.

Таким чином, у роботі проаналізовано процес формування комбінованої трансформаторно-ключової виконавчої структури двофункційного перетворювача, яка відзначається не тільки скороченням кількості задіяних напівпровідникових приладів, тобто більшою ефективністю їхнього використання, але й зменшенням на чверть загальних втрат в них (бо в ній одночасно працює не чотири, а три прилади), що веде до відповідного спрощення засобів для розсіювання тепла, що на них виділяється. Ще раз підтверджено багатоваріантність побудови різноманітних ТКВС.

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

1. Характеристики напруги електропостачання в електричних мережах загального призначення. ДСТУ EN 50160:2014. Київ: ДП УкрДНЦ, 2014, 32 с.

2. Танкевич С.Є., Блінов І.В., Кириленко В.В. Україна та світ: нормативне забезпечення інтелектуальних електроенергетичних систем за концепцією Smart Grid. *Стандартизація. Сертифікація. Якість*. 2014. № 4. С. 38-44.

3. Гриб О.Г., Сокол Е.И., Жаркін А.Ф., Васильченко В.И., Тесік Ю.Ф. та ін. Качество электрической энергии. Харків: ПП Граф-Ікс, 2014. 244 с.

4. Канабас Д.С., Тимохін О.В. Якість електроенергії в електричних мережах України та світу. *Сучасні проблеми електроенергетичної та автоматики*. 2021. С. 24-27.

5. Hossain Eklas, Tur Mehmet Rida, Padmanaban Sanjeevikumar, Ay Selim, Khan Imtiaj. Analysis and mitigation of power quality issues in distributed generation systems using custom power devices. *IEEE Access*. 2018. Vol. 6. Pp. 16816-16833. DOI: <http://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2814981>

6. Липковский К.А., Михальский В.М. Силовая электроника – возможности, ожидания, реальность. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 3. С. 59-60.

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

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

9. Electronic Tap Switching Voltage Regulator. URL: <http://www.ustpower.com/comparing-automatic-voltage-regulation-technologies/avr-guide-electronic-tap-switching-voltage-regulator/> (accessed 29.05.2022).
10. Willems W., Vandoorn T.L., De Kooning J.D., Vandeveld L. Development of a smart transformer to control the power exchange of a microgrid. 4<sup>th</sup> International Conference *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe* (ISGT – Europe 2013). Lyngby, Denmark, October 6-9, 2013. Pp. 1-5. DOI: <http://doi.org/10.1109/ISGTEurope.2013.6695300>
11. Bimal K. Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. *IEEE Power Electronics Society Newsletter* Fourth Quarter. 2007. Vol. 19. No 4. Pp. 11-20.
12. Allan David Crane, Warren Mark Blewi. Power converters. US Patent 9800161B2. Oct. 27, 2017.

## COMBINED TRANSFORMER-AND-SWITCHES EXECUTIVE STRUCTURE STRUCTURE OF A TWO-FUNCTION CONVERTER WITH DISCRETE-TIME CONTROL

**K.O. Lypkivskiy, A.G. Mozharovskiy**  
**Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,**  
**Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.**  
**E-mail: [lypkivskyk@ukr.net](mailto:lypkivskyk@ukr.net) ; [AnatMozhrvsk@ukr.net](mailto:AnatMozhrvsk@ukr.net)**

*Power supply systems with transformer-and-switches executive structures have a prominent place in the power supply systems of electrical and electro technological equipment. Voltage converters based on them with discrete-time control of semiconductor switches are characterized by high energy performance and the absence of distortions in the operating states of the output voltage and input current. The constant increase in the range and number of electricity consumers that require the use of such converters for their standardized operation, encourages their appropriate improvement, in particular to expand functionality. The peculiarities of forming a combined transformer- and-switches executive structure of a two-function converter for a rectified current power supply system, which is characterized by increased efficiency of semiconductor devices and lower losses in them, are investigated. Possible and expedient ranges of regulation of output voltage of such converters are defined. References 12, tables 2, figures 4.*

**Key words:** combined transformer-and-switches executive structure, випрямляч, thyristor switch, voltage stabilizer, smart transformer, discrete-time control.

1. Voltage characteristics of electricity supplied by public electricity networks. State Standard of Ukraine EN 50160. Kyiv: DP UkrNDNTs, 2014, 32 p. (Ukr)
2. Tankevych S.Ye., Blinov I.V., Kyrylenko V.V. Ukraine and the world: regulatory support of intelligent power systems according to the Smart Grid concept. *Standartysaziia. Sertyfikaziia. Yakist.* 2014. No 4. Pp. 38-44. (Ukr)
3. Gryb O.G., Sokol E.I., Zharkin A.F., Vasylichenk V.I., Tesyk Y.F. Quality of electrical energy. Kharkiv: PE Graf-X, 2014. 244 p. (Rus).
4. Kanabas D.C., Tymokhin J.V. Quality of electricity in electric networks of Ukraine and the world. International scientific and technical journal. *Suchasni problemy elektrotekhniky ta avtomatyky.* 2021. Pp. 24–27. (Ukr)
5. Hossain Eklas, Tur Mehmet Rida, Padmanaban Sanjeevikumar, Ay Selim, Khan Intiaj. Analysis and mitigation of power quality issues in distributed generation systems using custom power devices. *IEEE Access.* 2018. Vol. 6. Pp. 16816-16833. DOI: <http://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2814981>
6. Lypkivskiy K.O., Mykhaskiy V.M. Power electronics – opportunities, expectations, reality. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2012. No 3. Pp. 59-60. (Rus)
7. Lypkivskiy K.O. Transformer-and-Switches Executive Structures of Alternating Current Voltage Converters. Kiev: Naukova Dumka, 1983. 216 p. (Rus).
8. Huang M., Dong L., Zhang J., Wang J., Hao Z. Research on the Differential Protection Algorithm of Multi-Tap Special Transformer. *Journal of Power and Energy Engineering.* 2014. Vol. 2. No 09. Pp. 98-105. DOI: <http://doi.org/10.4236/jpee.2014.29014>
9. Electronic Tap Switching Voltage Regulator. URL: <http://www.ustpower.com/comparing-automatic-voltage-regulation-technologies/avr-guide-electronic-tap-switching-voltage-regulator/> (accessed 29.05.2022).
10. Willems W., Vandoorn T.L., De Kooning J.D., Vandeveld L. Development of a smart transformer to control the power exchange of a microgrid. 4<sup>th</sup> International Conference *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe* (ISGT – Europe 2013). Lyngby, Denmark, October 6-9, 2013. Pp. 1-5. DOI: <http://doi.org/10.1109/ISGTEurope.2013.6695300>
11. Bimal K. Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. *IEEE Power Electronics Society Newsletter* Fourth Quarter. 2007. Vol. 19. No 4. Pp. 11-20.
12. Allan David Crane, Warren Mark Blewi. Power converters. US Patent 9800161B2. Oct. 27, 2017.

Надійшла: 11.06.2022  
Остаточний варіант: 21.06.2022

## ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЗАХИСТУ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНОЇ ТА РАДІОЕЛЕКТРОННОЇ АПАРАТУРИ ВІД ВИСОКОВОЛЬТНИХ КОРОТКОЧАСНИХ СПЛЕСКІВ НАПРУГИ В МЕРЕЖІ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

**В.О. Павловський \***, канд. техн. наук, **В.К. Гурін \*\***, канд. техн. наук,  
**О.М. Юрченко\*\*\***, докт. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [yuon@ied.org.ua](mailto:yuon@ied.org.ua)

*Розглянуто проблему стійкості електротехнічної та радіоелектронної апаратури до дії високовольтних короткочасних сплесків напруги в мережі електроживлення, зокрема мікросекундних імпульсних перешкод (МПП) великої енергії. Показано причини виникнення МПП, амплітуда яких може досягати 4 кВ і навіть вище. Проведено огляд різноманітних методів та засобів захисту апаратури від дії МПП і показано, що найбільш ефективним є використання двополюсників з різко нелінійною вольт-амперною характеристикою: варисторів, супресорів, газонаповнених розрядників. Проаналізовано принцип дії цих двополюсників і показано, що типове увімкнення двополюсника безпосередньо на електромережному вході апаратури є недостатньо ефективним у випадках, коли імпеданс мережі електроживлення на частотах, що відповідають тривалості МПП, є низьким. Запропоновано Г-подібну схему увімкнення двополюсника разом з LR-ланкою і наведено результати електронного моделювання з використанням програми PSPICE. Одержані результати показують, що така схема зменшує амплітуду МПП на електромережному вході апаратури в 1,5 рази більше, ніж одиночний двополюсник навіть за низького імпедансу електромережі на високих частотах. Додавання фільтра нижніх частот до LR-ланки дає змогу зменшити амплітуду МПП в 40 і більше разів порівняно з типовим увімкненням варистора або супресора. Бібл. 8, рис. 6.*

**Ключові слова:** електромагнітна сумісність, імпульсні завади, варистори, супресори.

Здатність радіоелектронної та електротехнічної апаратури нормально функціонувати в умовах електромережі, електромагнітно «забрудненої» високовольтними короткочасними сплесками напруги, є важливим показником надійності апаратури. Така завадостійкість особливо важлива для систем електроживлення з транзисторними перетворювачами, оскільки саме згадані перетворювачі першими приймають на себе удар з боку «брудної» в електромагнітному розумінні електромережі.

Ці сплески напруги виникають як результат аварій у мережі електроживлення або в результаті грозової діяльності [1]. Вони також можуть бути спричинені навмисними діями (так званий «електромагнітний тероризм») [2].

Завадостійкість апаратури регламентується низкою міжнародних та вітчизняних стандартів. Так у державному стандарті України [3] встановлено вимоги щодо стійкості електротехнічної та електронної апаратури до дії мікросекундних імпульсних перешкод (МПП) великої енергії з боку мережі електроживлення. Згідно з цим стандартом амплітуда таких сплесків перенапруги може сягати 4 кВ і навіть більше.

Огляд різноманітних методів та засобів захисту апаратури від дії МПП [1, 4-7] показав, що найбільш ефективним методом є використання двополюсників з різко нелінійною вольтамперною характеристикою (ВАХ) – варисторів, супресорів, газонаповнених розрядників, які включають на електромережному вході апаратури. Коли напруга електромережі близька до номінальної, тоді повний опір згаданого вище двополюсника є дуже великим (сотні-тисячі кілоом), і двополюсник практично не шунтує електромережний вхід апаратури. Якщо в електромережі виникає МПП, то напруга на вході апаратури та на двополюснику починає зростати, і це спричиняє швидке падіння його повного опору (до одиниць ом і навіть менше). В результаті більша частина напруги МПП діє на внутрішньому імпедансі джерела МПП і тільки її невелика частина – на електромережному вході апаратури.

У випадках, коли джерело МПП має низький внутрішній імпеданс на високих частотах, увімкнення варистора, супресора або розрядника на електромережному вході апаратури не спричиняє

---

© Павловський В.О., Гурін В.К., Юрченко О.М., 2022  
ORCID ID: \*<https://orcid.org/0000-0001-5768-101X>; \*\* <https://orcid.org/0000-0003-2541-216X>;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-2107-2308>

значного зменшення амплітуди МП, тому що згадане зменшення прямо залежить від співвідношення між вихідним опором  $R_{ir}$  генератора МП і опором  $R_v$  варистора або супресора в момент дії імпульсу МП: чим більше  $R_{ir}$  порівняно з  $R_v$ , тим ефективніше двополіусник з різко нелінійною ВАХ буде обмежувати напругу МП і навпаки.

Ситуація, коли джерело МП має низький внутрішній імпеданс на високих частотах, є важливою для розгляду та аналізу тому, що методика випробувань електротехнічної та радіоелектронної апаратури на стійкість проти дії МП, наведена у національному стандарті [3], вимагає подачу високовольтного імпульсу МП безпосередньо на електромережний вхід апаратури від генератора МП з  $R_{ir} \leq 2$  Ом. Разом з тим ВАХ типового варистора 20D361K, у якого напруга на його виводах складає близько 400 В у разі протікання через варистор струму 1 мА, показує, що за імпульсного струму силою 100 А через варистор його миттєвий опір  $R_v$  складає 6 Ом, а за імпульсного струму 1000 А – 0,9 Ом. Це означає, що співвідношення між  $R_{ir}$  та  $R_v$ , про яке згадувалося вище, знаходиться в межах 0,3...2,2, і тому варистор або супресор на електромережному вході апаратури зменшить амплітуду МП не більше, ніж удвічі відносно вхідної напруги генератора МП. За значень  $R_{ir} < 2$  Ом ефективність дії таких двополіусників буде ще меншою.

Наші дослідження показали, що для таких випадків ефективність дії цих двополіусників зростає, якщо їх вмикати по Г-подібній схемі разом з LR-ланкою (рис. 1). Номінал резистора  $R$  складає декілька десятків ом, індуктивність  $L$  знаходиться в межах декількох сотень мікрогенрі. LR-ланка збільшує внутрішній імпеданс джерела МП на високих частотах, де індуктивний опір дроселя  $L$  перевищує опір резистора  $R$ , тому що цей резистор увімкнений послідовно з варистором або супресором відносно напруги МП. В той же час на промисловій частоті електромережі дросель  $L$  практично закорочує резистор  $R$  і напруга мережі електроживлення без втрат поступає на вхід споживача.

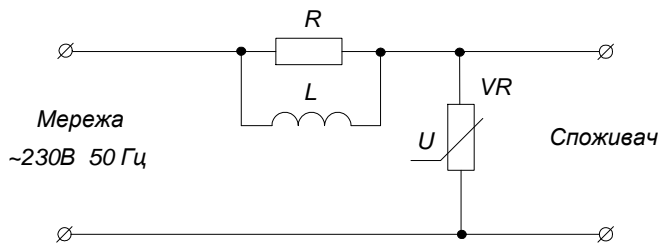


Рис. 1

На рис. 2 наведено типову напругу МП з амплітудою  $U_m = 2$  кВ, тривалістю фронту  $\tau_f = 1$  мкс і тривалістю імпульсу  $\tau_{imp} = 50$  мкс, яка діє на фоні електромережної напруги 230 В, 50 Гц. На рис. 3 показано імпульси МП у збільшеному масштабі по шкалі часу: крива 1 – напруга на виході генератора МП; крива 2 – напруга на електромережному вході апаратури, зашунтованому варистором, коли  $R_{ir} = 2$  Ом; крива 3 – залишкова напруга МП на виході Г-подібної схеми на рис. 1.

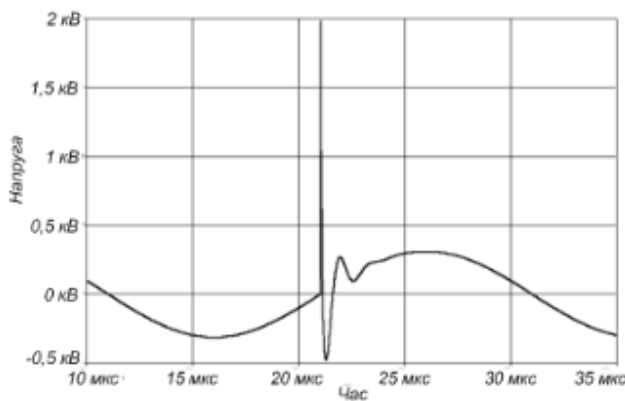


Рис. 2

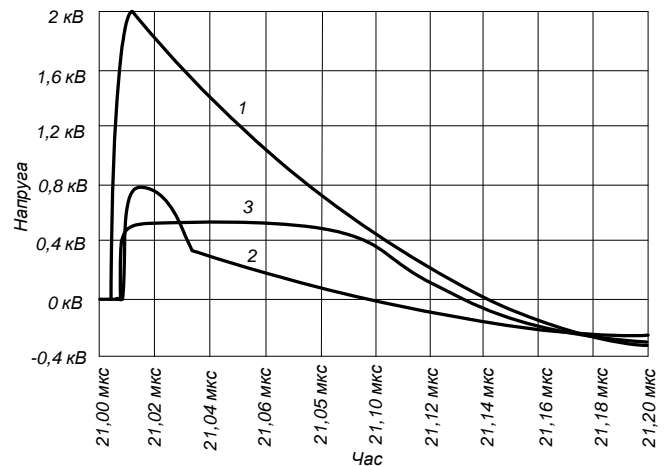


Рис. 3

Графіки на рис. 2 і 3 одержано за допомогою пакета програм PSPICE моделювання електронних пристроїв [8].

Як двополіусник з різко нелінійною ВАХ було використано розроблену авторами PSPICE модель варистора типу 20D361K. ВАХ макромоделі згаданого вище варистора зображено на рис. 4 суцільною лінією. На тому ж рисунку пунктирною лінією показано ВАХ реального варистора 20D361K, яку побудовано згідно з даними виробника варисторів цього типу.

З порівняння кривих на рис. 4 видно хороший збіг обох ВАХ у практично значимому діапазоні струмів через варистор від 1 мА до 1 кА.

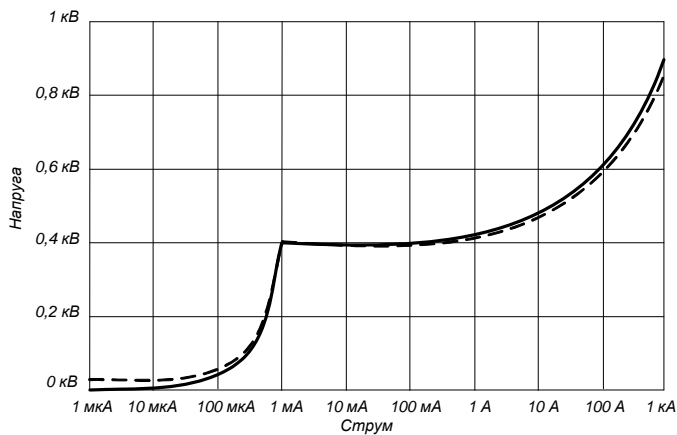


Рис. 4

варистор не перевищує 60 А, що значно менше гранично допустимого імпульсного струму через варистор.

Проведені дослідження також показали, що для подальшого зменшення залишкової амплітуди МПІ на електромережному вході апаратури перехід від однокаскадної схеми, зображеної на рис. 1, до дво- або навіть трикаскадної схеми виявляється мало ефективним, тому що нелінійність ВАХ (рис. 4) не дає можливості одержати напругу менше 400...450 В на виводах варистора або супресора навіть за відносно невеликих струмах через такий двополосник. У таких випадках можна досягти значно кращого результату, якщо доповнити схему на рис. 1 П-подібною ланкою фільтра нижніх частот (рис. 5), у якого частота зрізу має бути значно менша за частоти, що відповідає тривалості імпульсу МПІ.

На рис. 6 показано залишкову напругу МПІ на виході фільтра нижніх частот (ФНЧ) разом з напругою мережі електроживлення, коли амплітуда входної напруги МПІ складає 2 кВ, частота зрізу ФНЧ дорівнює 1 кГц ( $C_{1\phi} = C_{2\phi} = 5$  мкФ,  $L_{\phi} = 10$  мГ), а  $R_{ir} = 2$  Ом.

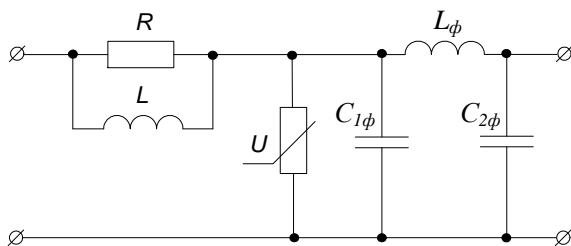


Рис. 5

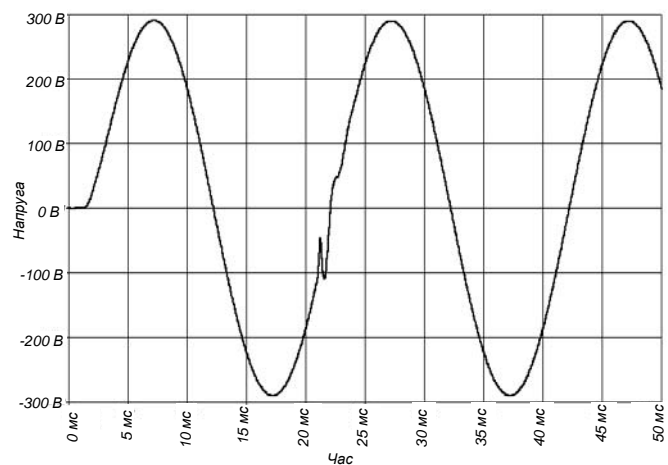


Рис. 6

З розгляду напруги на рис. 6 видно, що амплітуда залишкової напруги МПІ на електромережному вході апаратури складає приблизно 20 В. Така амплітуда МПІ у 40 разів менша, ніж у випадку застосування лише варистора чи супресора. За необхідності залишкову амплітуду МПІ можна додатково зменшити, якщо збільшити номінали  $L_{\phi}$  і  $C_{\phi}$ .

Таким чином, одержані результати показують, що можна суттєво підвищити ефективність захисту радіоелектронної та електротехнічної апаратури від високовольтичних короткочасних сплесків напруги в мережі електроживлення відносно простими схемотехнічними засобами.

Роботу виконано за держбюджетною теми «Розвиток теорії високочастотних транзисторних перетворювачів на основі резонансних інверторів для систем електроживлення технологічного обладнання (Частота-3)».

1. Рикетс Л.У., Бриджес Дж.Э., Майлетта Дж. Электромагнитный импульс и методы защиты. М.: Атомиздат, 1979. 328 с.
2. Gurevich V. Electromagnetic Terrorism: New Hazards. *Electrical Engineering and Electromechanics*. 2005. No 4. Pp. 81-83.
3. Электромагнітна сумісність. Частина 4-5. Методики випробування та вимірювання. Випробування на несприйнятливість до сплесків напруги та струму (EN 61000-4-5:2014/A1:2017, IDT; IEC 61000-4-5:2014/A1:2017, IDT). ДСТУ EN 61000-4-5:2019. Київ: ДП УкрНДНЦ, 2020.
4. Ott H.W. *Electromagnetic Compatibility Engineering*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2009. 843 p.
5. Ozenbauch R.L., Pullen T.M. *EMI Filter Design*. CRC Press, 2001. 348 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/9780203910313>.
6. Tihanyi L. *Electromagnetic Compatibility in Power Electronics*. IEEE Press, 1995. 403 p.
7. Kularatna N., Ross A.S., Fernando J., James S. *Design of Transient Protection Systems*. Elsevier Inc., 2018. 282 p.
8. Разевиг В.Д. Система сквозного проектирования электронных устройств Design Lab 8.0. М.: Солон, 1999. 698 с.

## INCREASING OF ELECTRICAL AND RADIOELECTRONIC EQUIPMENT'S IMMUNITY AGAINST HIGH VOLTAGE SHORT-DURATION PULSE DISTURBANCES IN THE MAINS

**V.O. Pavlovskiy, V.K. Gurin, O.M. Yurchenko**  
**Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,**  
**Peremohy ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.**  
**E-mail: [yuon@ied.org.ua](mailto:yuon@ied.org.ua)**

*A problem of electrical and radioelectronic equipment's high energy pulse disturbance immunity is considered in the paper, in particular against microsecond high voltage disturbances (MHVD) in the power mains. It is showed causes of MHVD with amplitude up to 4 kV and even higher. A review of various protection methods against MHVD is carried out and it is shown that the use of a two-terminal network (TTN) with a significantly nonlinear current-voltage characteristic: varistors, suppressors and gas arrestors is the most effective. The report analyzes the operation principle of these two-poles and shows that the typical inclusion of such a device directly at the equipment's input is not effective enough for cases where the high-frequency impedance of the mains is low. An L-circuit for connecting the TTN together with an LR link is proposed, and results of computer simulation with the aid of PSPICE showed that such a scheme reduces the MHVD amplitude on the network input of the equipment by 1.5 times comparing with the typical inclusion of such a device even under a low impedance of the mains Adding the low-pass filter to the L-circuit allows to reduce the MHVD amplitude by 40 and more times comparing with the typical inclusion of the TTN. References 8, figures 6.*

**Key words:** electromagnetic compatibility, pulse disturbance, varistors, suppressors.

1. Ricketts L.W., Bridges J.E., Myletta J. *Electromagnetic pulse and protection methods*. Moskva: Atomizdat, 1979. 328 p. (Rus)
2. Gurevich V. *Electromagnetic Terrorism: New Hazards. Electrical Engineering and Electromechanics*. 2005. No 4. Pp. 81-83.
3. *Electromagnetic compatibility. Part 4 - 5. Test and measurement methods. Tests for immunity to surges of voltage and current (EN 61000-4-5:2014/A1:2017, IDT; IEC 61000-4-5:2014/A1:2017, IDT). State Standart of Ukraine EN 61000 – 4 – 5: 2019. Kyiv: DP UkrNDNTs, 2020. (Ukr)*
4. Ott H.W. *Electromagnetic Compatibility Engineering*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc. 2009. 843 p.
5. Ozenbauch R.L., Pullen T.M. *EMI Filter Design*. CRC Press, 2001. 348 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/9780203910313>.
6. Tihanyi L. *Electromagnetic Compatibility in Power Electronics*. IEEE Press, 1995. 403 p.
7. Kularatna N., Ross A.S., Fernando J., James S. *Design of Transient Protection Systems*. Elsevier Inc., 2018. 282 p.
8. Razevig V.D. *System of end-to-end design of electronic devices Design Lab 8.0*. Moskva: Solon, 1999. 698 p. (Rus)

Надійшла 12.05.2022  
Остаточний варіант 22.06.2022

**МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНОЇ МАШИНИ З  
ТРИСТУПЕНЕВИМ ГІРОСТАБІЛІЗОВАНИМ РОТОРОМ**

**К.П. Акинін\***, докт. техн. наук, **В.Г. Кіреєв\*\***, канд. техн. наук, **І.С. Петухов\*\*\***, докт. техн. наук,  
**А.А. Філоменко\*\*\*\***, канд. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [petuhov@ied.org.ua](mailto:petuhov@ied.org.ua)

*Проведено ретроспективний огляд підходів до розробки теорії та практичних структур електричних машин з триступеневим ротором (ЕМТР) в Інституті електродинаміки НАН України. Перелічено застосування ЕМТР в системах спостереження, слідування та стабілізації на рухомих об'єктах. Показано актуальність розробки таких машин. Відзначено недоліки класичної математичної моделі ЕМТР і обґрунтовано необхідність розробки уточненої математичної моделі у зв'язку з потребою в створенні нової техніки, появою нових матеріалів і електронних компонентів, а також зростанням обчислювальних можливостей. Описано дві основні відомі структури ЕМТР і перелічені переваги найбільш перспективної структури, обраної як базової. Для базової структури ЕМТР обґрунтовано та побудовано в середовищі «COMSOL Multiphysics» математичну модель статичного тривимірного магнітного поля ЕМТР і пов'язану з нею динамічну модель руху ротора. Зв'язок магнітостатичної задачі та задачі динаміки руху ротора забезпечено тим, що дані розрахованих моментних характеристик передаються у вигляді апроксимованих залежностей у динамічну задачу. В режимі вільного обертання без втрат обчислено залежності кута прецесії від часу, амплітуди та фази синусоїдального струму обмотки управління. Продемонстровано високу точність додержання напрямку прецесії ротора за умови задання відповідної фази струму обмотки управління. Досліджено вплив обмоток обертання на момент, створюваний обмоткою управління. Бібл. 7, рис. 8, табл. 1.*

**Ключові слова:** триступенева електрична машина, гіростабілізований ротор, прецесія, математична модель.

**Вступ.** В Інституті електродинаміки НАН України вже багато років проводяться дослідження та розробка електричних машин з ротором, який має декілька ступенів свободи обертання. Поява такого типу машин була обумовлена необхідністю кардинального покращення характеристик приладів, які призначено для просторової орієнтації рухомих об'єктів навколо декількох кутових координат для застосувань в приладобудуванні, авіаційній, космічній і військовій галузях, де вимоги до мініатюризації, швидкодії та енергоефективності є найбільш актуальними та визначальними.

В статті мова піде про найбільш узагальнені електричні машини обертового типу – триступеневі електричні машини з гіростабілізованим ротором. Зазвичай традиційна кінематична схема побудови гіроскопічного приладу має такий склад: гіродвигун з корисним навантаженням, на його корпусі встановлюється карданів підвіс, внутрішня та зовнішня рамка якого змінюють своє кутове положення за допомогою моментних двигунів з давачами кута нахилу на своїх осях. Досягнення високої швидкодії відпрацювання команд управління за двома координатами за такої компоновки обмежується тим, що моментний двигун зовнішньої рамки карданового підвісу окрім гіродвигуна з об'єктом управління додатково навантажується внутрішньою рамкою зі своїм приводом і давачем кутового положення [1]. Електрична машина з триступеневим ротором (ЕМТР) позбавлена цього недоліку, оскільки управління єдиним ротором здійснюється системою обмоток статора, що виконують як функції розгону ротора та стабілізації швидкості обертання, так і функції управління за двома кутовими координатами та функції давачів кутів нахилу осі обертання. Порівняльний аналіз однакових за габ-

© Акинін К.П., Кіреєв В.Г., Петухов І.С., Філоменко А.А., 2022  
ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0002-7830-2311> ; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-9407-1074> ;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-1416-1174> ; \*\*\*\* <https://orcid.org/0000-0003-4289-8579>



ритними розмірами приладів, побудованих за класичною компоновкою і з використанням ЕМТР, показав переваги останньої у 5...7 разів за електромагнітними зусиллями, що діють на ротор, до 20 разів за швидкістю, а також значно менше енергоспоживання та кращі масо-габаритні показники [1].

Наукові засади створення ЕМТР для техніки спеціального призначення були розроблені в Інституті електродинаміки НАН України у попередні роки [2]. Зокрема, були запропоновані основні структури пристроїв, схеми управління та математична модель триступеневої електричної машини. Поява нових магнітних матеріалів, електронних комплектуючих, удосконалення комп'ютерної техніки, а також необхідність модернізації або створення нових пристроїв на базі ЕМТР потребує подальшого уточнення математичної моделі, яка описує процеси електромеханічного перетворення енергії, що відбуваються у такій машині. Адже створена засновниками теорії багатоступеневих електричних машин О.М. Міляхом і В.А. Барабановим [2], а також розвинута у роботах О.Є. Антонова [1, 3] математична модель ЕМТР базується на загальній теорії електричних машин і магнітних кіл, якій притаманно використання деяких припущень, а саме:

- відсутність врахування розподілу насичення у магнітопроводах;
- відсутність залежності власних індуктивностей від просторового положення ротора;
- використання для розрахунку характеристик ЕМТР середнього значення магнітної індукції у повітряному проміжку, хоча під час нахилу ротора ця величина є змінною.

В той же час математична модель на основі чисельного розрахунку тривимірного магнітного поля може скасувати всі згадані припущення та поєднати розв'язок магнітної задачі з задачею динаміки. Тому **метою даної роботи** є створення уточненої математичної моделі ЕМТР за допомогою програмного забезпечення «COMSOL Multiphysics», де результати моделювання тривимірного магнітного поля безпосередньо використовуються в динамічній задачі, що моделює тривимірний просторовий рух ротора.

В даний час ЕМТР різноманітних конструкцій використовуються під час побудови систем просторової орієнтації та стабілізації вхідних оптичних або радіолокаційних пристроїв, призначених для пошуку, наведення або стеження за рухомими об'єктами, де машина виконує функції двокоординатного гіростабілізованого привода з можливістю вимірювання абсолютних і відносних кутових координат та швидкостей рухомих об'єктів. Виходячи з функціональних можливостей ЕМТР стає зрозумілою і область їхнього застосування – це головним чином системи спеціального призначення, які виконують задачі виявлення, розпізнавання та автоматичного супроводу об'єктів, що рухаються.

**Актуальність** роботи обумовлена необхідністю розвитку теоретичного фундаменту для відтворення в Україні замкнутого циклу створення та виробництва сучасних приладів спеціальної техніки, в тому числі космічного базування.

**Основні структури ЕМТР.** Однією з перших структур (рис. 1), що було розроблено для двокоординатного гіростабілізованого привода, є координатор головки самонаведення ракети «Sidewinder» – першої у світі серійної керованої ракети класу «повітря – повітря».

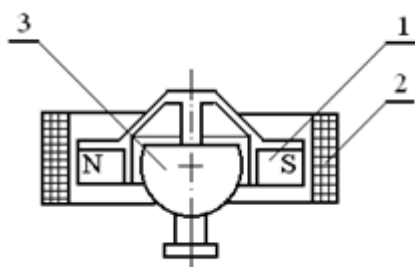


Рис. 1

Конструкційно вона складається з ротора 1 із встановленим на ньому двополюсним постійним магнітом, який намагнічено перпендикулярно до осі обертання ротора, статора з обмотками 2 і трьохосного підвісу 3. На статорі розташовано систему обмоток обертання, які призначено для розгону та підтримання кутової швидкості ротора, а також обмотка управління кутовим положенням ротора навколо двох перпендикулярних однієї до одної осей, які у свою чергу є ортогональними до осі обертання ротора. Останню обмотку ще називають обмоткою прецесії. За аналогією з традиційними електричними машинами для надання ротору обертового руху використовується система обмоток, яка створює електромагнітне поле, що обертається. Електромагнітне поле обмотки управління спрямовано уздовж осі обертання ротору та носить пульсуючий характер, що пульсує синхронно з частотою обертання ротора. Під час взаємодії пульсуючого поля обмотки з магнітним полем магніту ротора, що обертається, виникає змінний електромагнітний момент, постійна складова якого спонукає до нахилу ротора або прецесії, якщо використовувати термінологію гіроскопічних систем. Аналогічна структура з трьохсекційною статорною обмоткою досліджується у [4].

З точки зору теорії електричних машин така структура не є ефективною через те, що її магнітна система є розімкненою і в сумарному магнітному потоці має місце значна частка потоку розсіювання. Крім того, якщо у безпосередній близькості навколо магнітної системи є струмопровідні еле-

менти конструкції, то в них будуть наводитися вихрові струми від полів розсіювання, що призведе до некерованої прецесії ротору ЕМТР. Подібні структури, доповнені зовнішнім магнітопроводом, досліджувалися у роботах [5, 6, 7]. Такі структури позбавлені вад, пов'язаних з впливом потоків розсіювання, але застосування їх призводить до суттєвих ускладнень конструкції, що особливо характерно для структури, описаної у роботі [7], яка в наслідок таких ускладнень має значний робочий діапазон зміни кута прецесії, що складає  $30^\circ$ .

Враховуючи зазначені недоліки розглянутих структур, було розроблено структуру ЕМТР із замкнутою магнітною системою та зовнішнім ротором (рис. 2), завдяки чому підвищилася середня магнітна індукція в повітряному проміжку машини, а внутрішній 1 та зовнішній 2 магнітопроводи ротора забезпечили екранування потоків розсіювання [1]. Саме таку структуру було прийнято за базову і для неї було створено уточнену математичну модель.

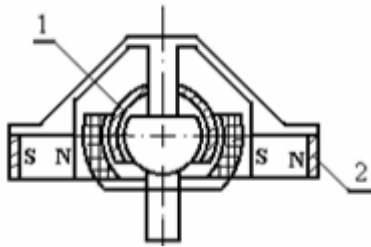


Рис. 2

Базова структура ЕМТР. Елементи розрахункової структури показано на рис. 3. До складу її включено зовнішній магнітопровід з постійними магнітами та внутрішній магнітопровід, які утворюють замкнену магнітну систему. Обидва магнітопроводи, які є механічно з'єднаними, обертаються синхронно, що дає змогу мінімізувати магнітні втрати. У повітряному проміжку знаходиться двофазна симетрична система обмоток  $W_a, W_b$  для створення оберտального моменту та обмотка управління  $W_y$  (окремо обмотки обертання зображено на рис. 8). Вісь статора  $z$  для наочності зображено нахиленою на кут  $\beta$  відносно до осі ротора  $Z$ . Конкретні розміри конструктивних елементів для розрахункового прикладу обиралися на основі досліджень, які викладено у монографії [1], а їхні значення є близькими до оптимальних за критеріями швидкодії, максимального моменту та ін. Значення розмірів базової структури у відношенні до полюсного поділу наведено у таблиці.

Параметр	Розмір
Повний повітряний проміжок між магнітопроводами	0,104
Товщина шару обмоток (статора)	0,081
Висота ярма внутрішнього магнітопроводу	0,035
Висота ярма зовнішнього магнітопроводу	0,045
Висота магніту	0,162
Кутовий розмір магніту	$120^\circ$
Кутовий розмір обмотки управління	$70^\circ$
Кутлова ширина секції обмотки обертання	$15^\circ$
Відношення товщини шару обмоток $W_c/W_{a,b}$	8/3
Коефіцієнт заповнення обмоток міддю	0,34
Матеріал постійного магніту	КС37А

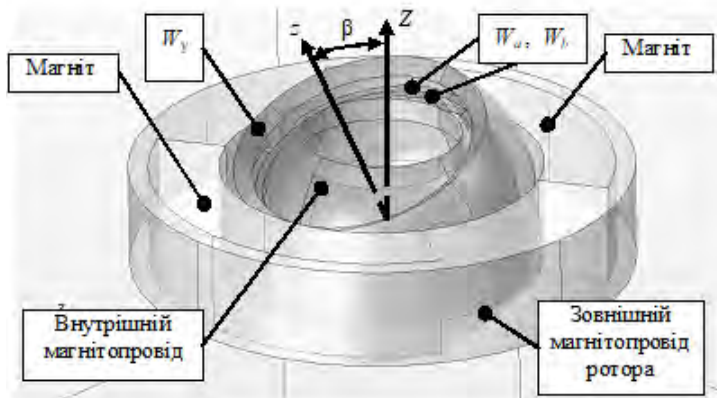


Рис. 3

Щоб визначити екстремальні характеристики базової структури по швидкості управління прецесією знехтуємо впливом обмоток обертання, механічними та аеродинамічними втратами, втратами магнітної природи, а саме:

а) втратами на вихрові струми в магнітопроводах, оскільки вони обертаються синхронно з полем обертання;

б) втратами на вихрові струми в обмотках (вважається, що діаметр провідників обмоток є достатньо тонким);

в) магнітними втратами в елементах конструкції.

За умови таких припущень для обчислення моментів можна побудувати модель магнітостатичного поля в інтерфейсі «Magnetic Fields» пакету «COMSOL Multiphysics».

Для розрахункового дослідження виділимо такі системи координат: фізичну  $(x, y, z)$  систему координат, яка пов'язана зі статором (рис. 3); похилу систему координат  $(X, Y, Z)$ , вісь  $Z$  якої співпадає з віссю обертання (рис. 4), а її початок розташовано в середньому перерізі ротора, і, нарешті, обертальну систему координат  $(D, Q, Z)$ , вісь  $Z$  якої співпадає з однойменною віссю нахиленої системи, а вісь  $D$  – з віссю поля ротора. Позначення осей  $D, Q$  є традиційним для електричних

машин, зокрема синхронних, до яких відносяться машини з обертальним полем і збудженням від постійних магнітів.

На рис. 4 на тлі ротора наведено довільний контур зі струмом  $I$  та позначено складові сили, що діють на елемент  $I \cdot dl$  струму з боку магнітного поля ротора, індукцію якого позначено літерою  $\mathbf{B}$ , а її вектор спрямовано вздовж осі  $D$ . Цей струмовий контур може належати, наприклад, обмотці управління, яку розташовано під нахилом до площини ротора. Складові моменту, що діють на розглянутий елемент струму, виражені відповідно до системи координат  $D, Q, Z$ , вочевидь є

$$\begin{aligned} M_D &= -F_Q Z + F_Z Q, \\ M_Q &= F_D Z - F_Z D, \\ M_Z &= -F_D Q + F_Q D. \end{aligned} \quad (1)$$

Оскільки моделювання динамічної задачі виконується в фізичній системі координат, необхідно перейти до складових моментів, що прикладені до статора, точніше до обмоток статора. Тому треба отримати вирази для складових моментів в у фізичній системі координат  $(x, y, z)$ . Так в нахилений системі координат  $(X, Y)$  компоненти сил складатимуть

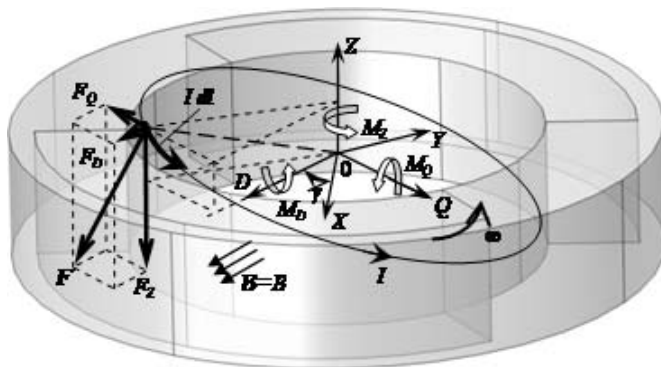


Рис. 4

$$F_X = F_D \cos \gamma + F_Q \sin \gamma, \quad (2)$$

$$F_Y = -F_D \sin \gamma + F_Q \cos \gamma,$$

де  $\gamma = \omega t$  – кут обертання (рис. 4). В свою чергу те ж саме перетворення координат для складових  $X, Y$  дає

$$X = D \cos \gamma + Q \sin \gamma, \quad (3)$$

$$Y = -D \sin \gamma + Q \cos \gamma.$$

Аналогічно до формул (1) проекції моменту в похилій системі координат складатимуть

$$M_X = -F_Y Z + F_Z Y; \quad (4)$$

$$M_Y = F_X Z - F_Z X;$$

$$M_Z = -F_X Y + F_Y X.$$

Звідси з урахуванням (2) та (3) отримаємо

$$M_X = -(-F_D \sin \gamma + F_Q \cos \gamma)Z + F_Z(-D \sin \gamma + Q \cos \gamma);$$

$$M_Y = (F_D \cos \gamma + F_Q \sin \gamma)Z - F_Z(D \cos \gamma + Q \sin \gamma); \quad (5)$$

$$\begin{aligned} M_Z &= -(F_D \cos \gamma + F_Q \sin \gamma)(-D \sin \gamma + Q \cos \gamma) + \\ &+ (-F_D \sin \gamma + F_Q \cos \gamma)(D \cos \gamma + Q \sin \gamma). \end{aligned}$$

Отримані вирази, як вже відзначено, потрібні для розв'язання динамічної задачі, оскільки положення центру мас ротора та орієнтація його осі обчислюються у фізичній системі координат, перехід до якої від нахиленої системи може бути виконаний аналогічними перетвореннями. Безпосереднє обчислення електромагнітних моментів виконується чисельним інтегруванням складових моментів по всьому об'єму відповідної обмотки.

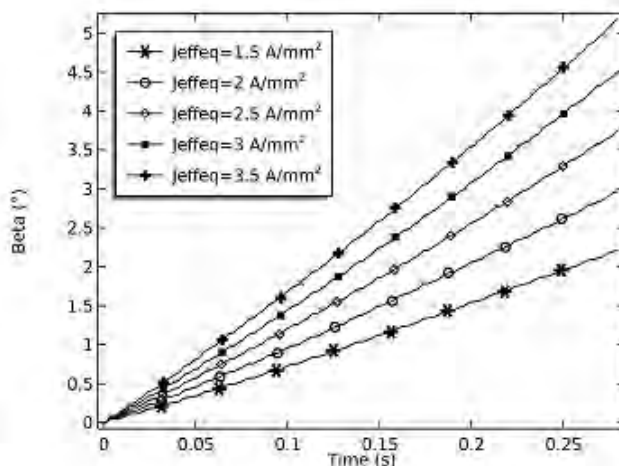


Рис. 5

**Управління прецесією в режимі вільного обертання.** Обчислені складові електромагнітного моменту є вхідними даними для розрахунку динаміки ротора. В середовищі COMSOL динамічна задача моделювалася в інтерфейсі «Multibody dynamics», де моменти інерції відносно усіх осей обчислюються автоматично за даними геометрії та характеристик матеріалів елементів конструкції. Моделювання динамічної задачі будемо також проводити для випадку коли: відсутні втрати на тертя в підшипниках; аеродинамічні втрати; втрати в елементах конструкції від полів розсіяння; вплив обмоток обертання на момент, створений обмоткою управління.

На рис. 5 наведено результати моделювання зміни кута нахилу осі ротора у разі його прецесійного руху в режимі вільного обертання, тобто без врахування впливу обмоток обертального руху. Графіки показують зростання у часі кутового відхилення осі обертання ротора в залежності від ефективного еквівалентної густини струму в обмотці управління. Під еквівалентною густиною струму мається на увазі густина, що не враховує коефіцієнт заповнення обмотки міддю. З урахуванням коефіцієнту заповнення обмоток міддю 0,34 діапазон густини струму (рис. 5) становить 4,5 – 10 А/мм<sup>2</sup>. Графіки свідчать про лінійну в середньому залежність швидкості зміни кута  $\beta$  від струмового навантаження обмотки управління.

Просторовий напрямок прецесії осі ротора регулюється в ЕМТР часовим зсувом фази синусоїдального струму  $\psi_{wc}$  в обмотці управління по відношенню до просторової фази поля ротора. На рис. 6 наведено графіки годографів осі обертання ротора для шести значень фази синусоїдального струму обмотки управління  $\psi_{wc}$ . Графіки свідчать про зберігання напрямку прецесії осі обертання протягом розрахункового інтервалу часу. *Коливальний характер графіків прецесійного руху* відображає процес нутаційних коливань, що має місце під час проявлення гіроскопічного ефекту. Ці коливання є шкідливим явищем за умов використання даного пристрою в точній слідкуючій чи стабілізуючій системі. Розгляд та дослідження заходів по зменшенню впливу цього явища на процес управління гіростабілізованим ротором виходять за рамки даної роботи, оскільки заявлені

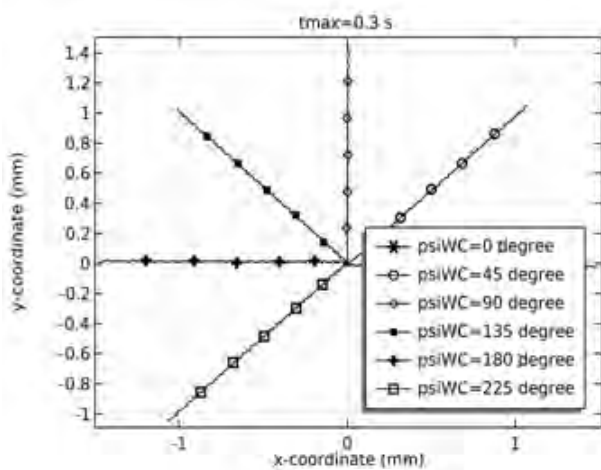


Рис. 6

вище припущення обмежують модель розглядом тільки показників прецесійного руху.

**Вплив обмоток обертання.** Наведені вище результати розраховано за умови вільного обертання ротора. В реальній машині присутні обмотки обертання (рис 3, рис. 8). Коли статор та ротор розташовані співвісно, моменти кожної з обмоток обертання відносно як осі  $X$ , так і осі  $Y$  відсутні внаслідок осової симетрії системи обмоток та магнітопроводу ротора.

Оскільки обмотки фаз та обмотка управління є попарно взаємно ортогональними, за умов значного насичення магнітопроводів, можна обчислювати їхні моменти, що діють на ротор, незалежно один від одного. На рис. 7 наведено графіки, що показують збурення відносного значення моменту обмотки управління (незбурений момент від дії обмотки управління прийнятий за одиницю) від дії синусоїдального струму в обмотці фази  $A$ .

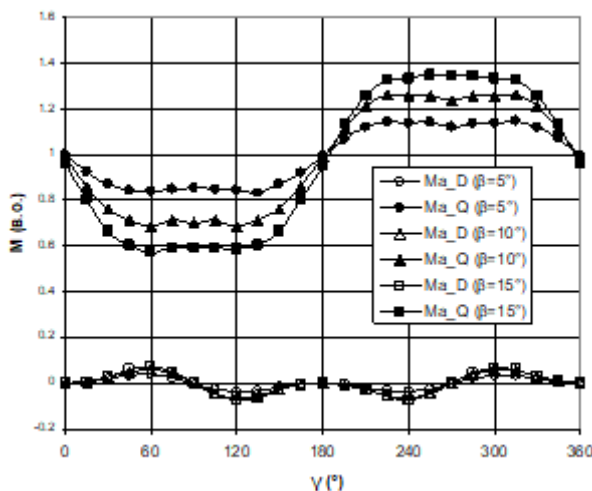


Рис. 7

Під час порівняння впливу фаз  $A$  та  $B$  обмотки на момент обмотки управління (рис. 7 та рис. 8 відповідно) звертає на себе увагу різний вигляд графіків. Хоча обидві фази мають однакову геомет-

Обрання початкових фаз струмів виконаємо за умови усталеного режиму живлення обмоток обертання від системи керування, яка забезпечує кут між МРС статора та віссю поля ротора таким, що дорівнює  $90^\circ$  з метою отримання максимального обертального моменту. Якщо в нульовий момент часу вісь поля ротора (вісь  $D$ , рис. 4) співпадає з віссю  $X$ , то за початкової фази  $\psi_A = 0$  струму фази  $A$  струм фази  $B$  буде мати максимальне значення, тобто буде забезпечувати бажаний кут між магнітними полями статора та ротора. Зазначимо тільки, що треба забезпечити щоб МРС статора випереджала поле ротора.

На рис. 8 наведено залежності аналогічного впливу синусоїдального струму фази обмотки  $B$  на момент обмотки управління за умови, що початкова фаза струму фази  $B$  відстає на  $90^\circ$  і, таким чином, забезпечує потрібне значення просторової фази МРС статора.

Під час порівняння впливу фаз  $A$  та  $B$  обмотки на момент обмотки управління (рис. 7 та рис. 8 відповідно) звертає на себе увагу різний вигляд графіків. Хоча обидві фази мають однакову геомет-

рію і живляться однаковим синусоїдальним струмом. Задля пояснення цієї особливості на рис. 8 окрім графіків додано малюнок обмоток обертаня і траєкторії точки на площині симетрії ротора поперечній до осі (обмотку фази  $A$  укладено зверху обмотки фази  $B$ ). З рисунку видно, що полюси ротора перетинають повздовжні площини симетрії фаз обмотки (осі фаз у термінології електричних машин) у різних взаємних положеннях, і тому, природно, створювані обмотками моменти відрізняються.

Постає питання, а чи можна досягти такого ж вигляду графіків моментів для фази  $B$ , як і для фази  $A$  (рис. 7)? Відповідь на це питання позитивна і ідентичність графіків досягається окрім зміни початкової фази струму  $\psi_B$  ще й уявним поворотом всієї обмотки (обох фаз) на ті ж самі  $90^\circ$ . Фізично це означає зміну початкової фази обертаня самого ротора  $\gamma_0$  (рис. 4), і під час розрахунку такого випадку графіки рис. 7 та рис. 8 «поміняються місцями».

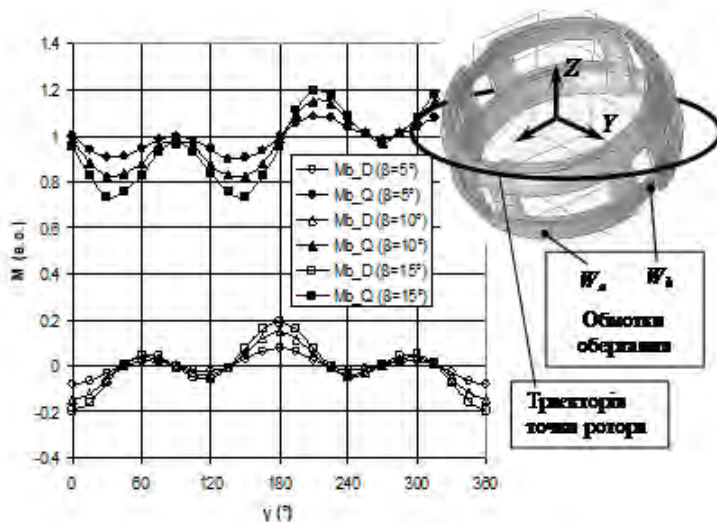


Рис. 8

Отримані результати свідчать, що поле обмоток обертаня значно впливає на момент, створюваний обмоткою управління. Так по осі  $Q$  максимальне збурення сягає  $\pm 40\%$ , а по осі  $D$  – біля  $\pm 20\%$ . Проте середнє значення моменту не змінюється по жодній з осей. Тому обмотки обертаня впливають лише на коливання моменту та кутів відхилення ротору протягом періоду обертаня, що відображається як на прецесійному русі ротора, так і на його нутаційних коливаннях.

Треба відмітити, що проведений аналіз впливу обмоток обертаня на момент обмотки управління має лише оціночний характер. В реальному пристрої струми можуть бути несинусоїдальними і, навіть, імпульсними, що залежить від системи джерела живлення. Теж саме можна

сказати і про струм обмотки управління. Підсумовуючи викладене у статті, відзначимо, що в реальних застосуваннях задля визначення траєкторії ротора треба моделювати динамічну задачу сумісно з електричними колами джерела живлення.

**Висновки.** Моделювання прецесійного руху гіростабілізованого ротора базової ЕМТР може бути досліджено за допомогою уточненої математичної моделі, побудованої у середовищі «COMSOL Multiphysics» шляхом послідовного обчислення статичних моментних характеристик на основі розрахунку тривимірного магнітного поля в інтерфейсі «Magnetic field» та динамічного руху в інтерфейсі «Multibody dynamics». При цьому результати обчислення моментної характеристики передаються в інтерфейс динамічної задачі у вигляді апроксимованих залежностей складових моментів, що діють на ротор, від кута повороту ротора.

Впливом втрат на вихрові струми від основного поля збудження в замкненій системі магнітопроводів, безумовно, можна знехтувати, оскільки магнітопроводи обертаються синхронно. Для випадку живлення ідеальним синусоїдальним струмом тільки обмотки управління без врахування будь-яких інших втрат електромагнітного та неелектромагнітного походження модель забезпечує дуже точний кутовий напрямок прецесійного руху ротора у режимі вільного обертаня.

Вплив обмоток обертаня на складові моменту обмотки управління виявляється появою пульсацій цього моменту по обох синхронних осях  $Q$  та  $D$  в межах, відповідно,  $\pm 40$  та  $\pm 20$  відсотків за умов величини кутового відхилення до  $15^\circ$ . Середнє значення моменту управління при цьому не змінюється. Напрямок синхронних осей визначається фазовим зсувом струму обмотки управління і початковою просторовою фазою кута обертаня ротора. Наведені числові значення відповідають нульовим фазам цього струму та кута обертаня ротора. Вказані величини пульсацій моменту «поміняються місцями», якщо змінити фазу струму обмотки управління та просторову фазу ротора на  $90^\circ$

*Роботу виконано за держбюджетною темою «Розробити наукові засади та принципи побудови керованих n-степеневих магнітоелектричних систем з екстремальними характеристиками» (шифр – «Екстремум»), КПКВК 6541030.*

1. Антонов А. Е. Электрические машины магнитоэлектрического типа. Київ: НАН України, Інститут електродинаміки, 2011. 216 с.
2. Милых А.Н., Барабанов В.А., Двойных В.В. Трехстепенные электрические машины. Киев: Наукова думка, 1979. 308 с.
3. Антонов А.Е. Двухкоординатные электрические машины для следящих систем. Київ: НАН України, Інститут електродинаміки, 2000. 191 с.
4. Соловьев А.Э., Теплова В.А. Особенности движения трехступенной электрической машины с радиально намагниченным ротором и дополнительными статорными обмотками. *Известия ТулГУ. Технические науки. Электротехника*. 2016. Вып.7. Ч. 1. С. 175–183.
5. Heya A., Hirata K., Ezaki S., Ota T. Dynamic Analysis of a New Three-Degree-of-Freedom Actuator for Image Stabilization. *IEEE Transactions on magnetics*. 2017. Vol 53. Issue 6. Pp. 1563–1567. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2017.2664144>.
6. Lee H.J., Park H.J., Ryu G.H., Oh S.Y., Lee J. Performance Improvement of Operating Three-Degree-of-Freedom Spherical Permanent-Magnet Motor. *IEEE Transactions on magnetics*. 2012. Vol. 48. No 11. Pp. 4654–4657. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2012.2200470>.
7. Wenqiang Tao, Guoli Li, Lufeng Ju, Rui Zhou, Cungang Hu. Design and Analysis of a Novel Spherical Motor Based on the Principle of Reluctance. IEEE International *Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*. Shenzhen, China, November 4-7, 2018. Pp. 7–13. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590483>.

### MATHEMATICAL MODELING OF ELECTRIC MACHINE WITH THREE-DEGREE-OF-FREEDOM GYROSTABILIZED ROTOR

**K.P. Akinin, V.G. Kireyev, I.S. Petukhov, A.A. Filomenko**

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

**E-mail: [petuhov@ied.org.ua](mailto:petuhov@ied.org.ua)**

*A retrospective review of the development of the theory and practical structures of electric machines with a three-degree-of-freedom rotor (EMTR) at the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine. The applications of EMTR in surveillance, tracking and stabilization systems on moving objects are listed. The relevance of the development of such machines is shown. The disadvantages of the classical mathematical model of EMTR are noted and the need to develop a refined mathematical model due to the need to develop new technology, the emergence of new materials and electronic components, as well as the growth of computing capabilities. The two main known structures of EMTR are described and the advantages of the perspective structure chosen as the basic one are listed. The model of static three-dimensional magnetic field of EMTR and the associated dynamic model in the COMSOL Multiphysics environment are substantiated and constructed for the basic structure of EMTR. The connection between the magnetostatic problem and the rotor motion dynamics problem is ensured by the fact that the data of the calculated instantaneous characteristics are transmitted in the form of approximated dependences to the dynamic problem. In the mode of free rotation without losses, the dependences of the precession angle on time, amplitude and phase of the sinusoidal current of the control winding are calculated. High accuracy of observance of the direction of precession of the axis of the rotor at observance of the corresponding initial phase of sinusoidal current of a control winding is noted. The influence of rotation windings on the moment created by the control winding is investigated. References 7, figures 8, table 1.*

**Key words:** three-degree-of-freedom electric machine, gyro-stabilized rotor, precession, mathematical model

1. Antonov A.Ye. Electric machines of magnetolectric type. Kyiv: National Academy of Sciences of Ukraine, Institute of Electrodynamics, 2011. 216 p. (Rus)
2. Milyakh A.N., Barabanov V.A., Dvoynikh V.V. Three-degree-of-freedom electric machines. Kyiv: Naukova Dumka, 1979. 308 p. (Rus)
3. Antonov A.Ye. Two-coordinate electric machines for tracking systems. Kyiv: National Academy of Sciences of Ukraine, Institute of Electrodynamics, 2000. 191 p. (Rus)
4. Soloviev A.E., Teplova V.A. Features of the movement of a three-stage electric machine with a radially magnetized rotor and additional stator windings. *Izvestiya TulGU. Tekhnicheskie nauki. Elektrotekhnika*. 2016. Vyp.7. Part 1. Pp. 175–183. (Rus)
5. Heya A., Hirata K., Ezaki S., Ota T. Dynamic Analysis of a New Three-Degree-of-Freedom Actuator for Image Stabilization. *IEEE Transactions on magnetics*. 2017. Vol 53. Issue 6. Pp. 1563–1567. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2017.2664144>.
6. Lee H.J., Park H.J., Ryu G.H., Oh S.Y., Lee J. Performance Improvement of Operating Three-Degree-of-Freedom Spherical Permanent-Magnet Motor. *IEEE Transactions on magnetics*. 2012. Vol. 48. No 11. Pp. 4654–4657. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2012.2200470>.
7. Wenqiang Tao, Guoli Li, Lufeng Ju, Rui Zhou, Cungang Hu Design and Analysis of a Novel Spherical Motor Based on the Principle of Reluctance. IEEE International *Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*. Shenzhen, China, November 4-7, 2018. Pp. 7–13. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590483>.

Надійшла 04.05.2022

Остаточний варіант 27.06.2022

## СПОСТЕРІГАЧ ПОТОКОЗЧЕПЛЕННЯ, АДАПТИВНИЙ ДО ЗМІН АКТИВНОГО ОПОРУ РОТОРА АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ

С.М. Пересада<sup>1\*</sup>, докт. техн. наук, Є.О. Ніконенко<sup>1\*\*</sup>, С.М. Ковбаса<sup>1\*\*\*</sup>, докт. техн. наук, О. Кузнецов<sup>2</sup>, докт. техн. наук

<sup>1</sup>НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,  
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,  
e-mail: [sergei.peresada@gmail.com](mailto:sergei.peresada@gmail.com)

<sup>2</sup>Університет прикладних наук Міттелхессена,  
Вільгельм-Лойшнер-штрассе 13 D, 61169 Фрідберг, Німеччина.

*У роботі представлено спостерігач потокозчеплення асинхронного двигуна, який є адаптивним до варіацій активного опору ротора. Завдяки введеному в структуру спостерігача надлишковому оцінюванню потокозчеплень, за виконання умов персистентності збудження забезпечуються властивості глобальної експоненціальної стійкості оцінювання компонент векторів потокозчеплення, струму статора та активного опору ротора. Синтезований спостерігач, у порівнянні з існуючими рішеннями з властивостями глобальної стійкості, має простішу структуру. Результати дослідження динаміки спостерігача методом математичного моделювання підтверджують ефективність розробленого рішення. Показано, що навіть за порушених умов персистентності збудження, активний опір оцінюється коректно, і тому синтезований спостерігач може використовуватися як алгоритм ідентифікації в системах самоналаштування асинхронних електроприводів. Бібл. 9, рис. 5.*

**Ключові слова:** асинхронний двигун, адаптивний спостерігач, потокозчеплення, активний опір ротора.

**Вступ.** Векторно-керовані електроприводи на основі асинхронних двигунів з короткозамкненим ротором (АД) широко використовуються в промисловості, транспорті і т.п. Задля забезпечення ефективної роботи систем векторного керування необхідною умовою є точне визначення параметрів двигуна. Активний опір ротора в моделі АД є параметром, який фізично неможливо безпосередньо виміряти, він може суттєво змінюватися внаслідок тривалої роботи двигуна, що призводить до деградації динамічних показників якості керування електричними та механічними координатами АД у складі систем векторного керування [1, 2].

Початкове визначення активного опору ротора здійснюється на етапі ініціалізації системи (режим “self-commissioning”), в той час як компенсація змін в режимі експлуатації забезпечується адаптивними системами на основі адаптивних спостерігачів потокозчеплення [3], які додатково до компонент вектора потокозчеплення оцінюють активний опір ротора. Починаючи з піонерської роботи [4], за останні 50 років було запропоновано десятки рішень, які відрізняються як своїми властивостями (технічні рішення без доведення стійкості, глобально або локально стійкі), так і складністю з порядком від 5-го до 11-го. Спостерігач Матсусе [5] має 5-ий порядок, проте строгого доведення його локальної асимптотичної стійкості не надано. Адаптивні спостерігачі, які синтезовано в [6 – 8] (дивись також посилання в [7]), мають строге теоретичне обґрунтування, що гарантує властивості глобальної асимптотичної експоненціальної стійкості, якщо момент є ненульовим або модуль вектора потокозчеплення двигуна не є сталим. Структура спостерігачів [6, 7] є складною, має багато коефіцієнтів налаштування. Складність є одним зі стримуючих факторів широкого застосування адаптивних спостерігачів, що стимулювало відновлення інтересу до розвитку цього напрямку адаптивного керування. Для використання у складі систем ініціалізації бажано мати значну зону стійкості відносно значень невідомого опору ротора, в той же час для адаптивного керування в умовах експлуатації достатньо локального рішення, оскільки варіації опору ротора обмежені.

**Метою роботи** є синтез спостерігача потокозчеплення, який є адаптивним до змін активного опору ротора АД і має простішу структуру у порівнянні з існуючими глобально стійкими рішеннями.

**Математична модель, постановка задачі оцінювання.** Математична модель електромагнітної підсистеми АД в системі координат статора (a-b), записана через струми і потокозчеплення статора  $z_a, z_b$  (масштабовані) має вигляд [6]

© Пересада С.М., Ніконенко Є.О., Ковбаса С.М., Кузнецов О., 2022

ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0001-8948-722X>; \*\* <https://orcid.org/0000-0003-2379-5566> ;

\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-2954-455X>

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{1a} &= -R_1\sigma^{-1}\dot{i}_{1a} - \alpha(1 + \beta L_m)\dot{i}_{1a} - p_n\omega\dot{i}_{1b} + \alpha z_a + p_n\omega z_b + \sigma^{-1}u_{1a}, \\
\dot{i}_{1b} &= -R_1\sigma^{-1}\dot{i}_{1b} - \alpha(1 + \beta L_m)\dot{i}_{1b} + p_n\omega\dot{i}_{1a} + \alpha z_b - p_n\omega z_a + \sigma^{-1}u_{1b}, \\
\dot{z}_a &= -R_1\sigma^{-1}\dot{i}_{1a} + \sigma^{-1}u_{1a}, \\
\dot{z}_b &= -R_1\sigma^{-1}\dot{i}_{1b} + \sigma^{-1}u_{1b}.
\end{aligned} \tag{1}$$

де  $(u_{1a}, u_{1b})$ ,  $(i_{1a}, i_{1b})$  – компоненти векторів керуючої напруги і струму статора;  $z_a = i_{1a} + \beta\psi_{2a}$ ,  $z_b = i_{1b} + \beta\psi_{2b}$ , де  $\psi_{2a}, \psi_{2b}$  – компоненти вектора потокозчеплення ротора;  $\omega$  – кутова швидкість обертання ротора;  $p_n$  – число пар полюсів. Додатні параметри в (1) визначено наступним чином:  $\alpha = R_2/L_2$ ;  $\sigma = L_1 - L_m^2/L_2$ ;  $\beta = L_m/\sigma L_2$ , де  $R_1, R_2$  – активні опори статора та ротора;  $L_1, L_2, L_m$  – індуктивності статора, ротора і контура намагнічування відповідно.

Нехай виконуються наступні припущення.

- A.1. Струми статора  $i_a, i_b$  та кутова швидкість  $\omega$  вимірюються і є обмеженими.  
A.2. Електричні параметри  $\beta, \sigma, L_m$  відомі і постійні, параметр  $\alpha$  невідомий постійний.

Необхідно синтезувати адаптивний спостерігач, який гарантує:

- O.1. Асимптотичне оцінювання змінних стану, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}, \tilde{z}_a, \tilde{z}_b) = \mathbf{0},$$

де  $\tilde{i}_{1a} = i_{1a} - \hat{i}_{1a}$ ,  $\tilde{i}_{1b} = i_{1b} - \hat{i}_{1b}$  – похибки оцінювання струмів статора;  $\hat{i}_{1a}, \hat{i}_{1b}$  – оцінені значення компонент струму статора;  $\tilde{z}_a, \tilde{z}_b$  – похибки оцінювання потокозчеплень статора (масштабованих).

- O.2. Асимптотичне оцінювання активного опору ротора, який визначається параметром  $\alpha$ , тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\alpha} = 0, \tag{2}$$

де  $\tilde{\alpha} = \alpha - \hat{\alpha}$  – похибка оцінювання;  $\hat{\alpha}$  – оцінка параметра.

Зауважимо, що активний опір ротора (параметр  $\alpha$ ) не може бути ідентифікованим, якщо на деякому інтервалі часу модуль вектора потокозчеплення є сталим або момент двигуна дорівнює нулю, оскільки в цьому випадку рівняння (1) не залежать від нього. Дана властивість визначається фізикою роботи АД і пов'язана з відсутністю протікання струму в роторних обмотках.

**Синтез спостерігача.** З (1) динаміка оцінених струмів статора записується у вигляді

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{i}}_{1a} &= -R_1\sigma^{-1}\hat{i}_{1a} - \hat{\alpha}(1 + \beta L_m)\hat{i}_{1a} - p_n\omega\hat{i}_{1b} + \hat{\alpha}\hat{\eta}_a + p_n\omega\hat{z}_b + \sigma^{-1}u_a + k_1\tilde{i}_{1a}, \\
\dot{\hat{i}}_{1b} &= -R_1\sigma^{-1}\hat{i}_{1b} - \hat{\alpha}(1 + \beta L_m)\hat{i}_{1b} + p_n\omega\hat{i}_{1a} + \hat{\alpha}\hat{\eta}_b - p_n\omega\hat{z}_a + \sigma^{-1}u_b + k_1\tilde{i}_{1b},
\end{aligned} \tag{3}$$

де  $\hat{\eta}_a, \hat{\eta}_b$  і  $\hat{z}_a, \hat{z}_b$  – оцінки невідомих змінних  $z_a, z_b$ , які буде визначено далі;  $k_1 > 0$  – коефіцієнт зворотного зв'язку спостерігача. Відмітимо, що в (3) введено надлишкове оцінювання змінних  $z_a, z_b$ , тобто кожна з компонент вектора потокозчеплення оцінюється двічі за допомогою змінних  $\hat{z}_a, \hat{\eta}_a$  та  $\hat{z}_b, \hat{\eta}_b$ .

Похибки оцінювання змінних  $z_a, z_b$  визначимо у наступному вигляді:

$$\tilde{z}_a = z_a - \hat{z}_a, \quad \tilde{z}_b = z_b - \hat{z}_b, \quad \tilde{\eta}_a = z_a - \hat{\eta}_a, \quad \tilde{\eta}_b = z_b - \hat{\eta}_b. \tag{4}$$

З визначення змінних  $z_a, z_b$  в (1) оцінені значення компонент потокозчеплень ротора можуть бути розраховані як

$$\hat{\psi}_{2a} = \beta^{-1}(\hat{z}_a - \hat{i}_{1a}), \quad \hat{\psi}_{2b} = \beta^{-1}(\hat{z}_b - \hat{i}_{1b}). \tag{5}$$

З (1), (3), (4) динаміка похибок оцінювання змінних дорівнює

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{z}}_a &= -R_1\sigma^{-1}\tilde{i}_{1a} + \sigma^{-1}u_{1a} - \dot{\hat{z}}_a, \\
\dot{\tilde{z}}_b &= -R_1\sigma^{-1}\tilde{i}_{1b} + \sigma^{-1}u_{1b} - \dot{\hat{z}}_b, \\
\dot{\tilde{\eta}}_a &= -R_1\sigma^{-1}\tilde{i}_{1a} + \sigma^{-1}u_{1a} - \dot{\hat{\eta}}_a, \\
\dot{\tilde{\eta}}_b &= -R_1\sigma^{-1}\tilde{i}_{1b} + \sigma^{-1}u_{1b} - \dot{\hat{\eta}}_b,
\end{aligned} \tag{6}$$



$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{1a} &= -(\mathbf{R}_1\sigma^{-1} + \mathbf{k}_1)\tilde{\mathbf{i}}_{1a} - \tilde{\alpha}(1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1a} - \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1b} + \tilde{\alpha}\hat{\eta}_a + \alpha\tilde{\eta}_a + \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{z}}_b \triangleq \\
&\triangleq -(\mathbf{R}_1\sigma^{-1} + \mathbf{k}_1)\tilde{\mathbf{i}}_{1a} - \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1b} + \begin{bmatrix} \mathbf{p}_n\omega & \alpha & \hat{\eta}_a - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{z}}_b \\ \tilde{\eta}_a \\ \tilde{\alpha} \end{bmatrix}, \\
\dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{1b} &= -(\mathbf{R}_1\sigma^{-1} + \mathbf{k}_1)\tilde{\mathbf{i}}_{1b} - \tilde{\alpha}(1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1b} + \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1a} + \tilde{\alpha}\hat{\eta}_b + \alpha\tilde{\eta}_b - \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{z}}_a \triangleq \\
&\triangleq -(\mathbf{R}_1\sigma^{-1} + \mathbf{k}_1)\tilde{\mathbf{i}}_{1b} + \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1a} + \begin{bmatrix} -\mathbf{p}_n\omega & \alpha & \hat{\eta}_b - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{z}}_a \\ \tilde{\eta}_b \\ \tilde{\alpha} \end{bmatrix}.
\end{aligned} \tag{7}$$

В матричній формі (7) переписеться у вигляді

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{1a} \\ \dot{\tilde{\mathbf{i}}}_{1b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(\mathbf{k}_1 + \mathbf{R}_1\sigma^{-1}) & -\mathbf{p}_n\omega \\ \mathbf{p}_n\omega & -(\mathbf{k}_1 + \mathbf{R}_1\sigma^{-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{i}}_{1a} \\ \tilde{\mathbf{i}}_{1b} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{p}_n\omega & \alpha & 0 & \hat{\eta}_a - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1a} \\ -\mathbf{p}_n\omega & 0 & 0 & \alpha & \hat{\eta}_b - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{z}}_a \\ \tilde{\mathbf{z}}_b \\ \tilde{\eta}_a \\ \tilde{\eta}_b \\ \tilde{\alpha} \end{bmatrix}, \tag{8}$$

або в компактній формі

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{W}\mathbf{D}^{-1}\tilde{\mathbf{z}}, \tag{9}$$

де  $\tilde{\mathbf{x}} = (\tilde{\mathbf{i}}_{1a}, \tilde{\mathbf{i}}_{1b})^T$ ;  $\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -(\mathbf{k}_1 + \mathbf{R}_1\sigma^{-1}) & -\mathbf{p}_n\omega \\ \mathbf{p}_n\omega & -(\mathbf{k}_1 + \mathbf{R}_1\sigma^{-1}) \end{bmatrix}$ ;  $\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{p}_n\omega & 1 & 0 & \hat{\eta}_a - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1a} \\ -\mathbf{p}_n\omega & 0 & 0 & 1 & \hat{\eta}_b - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1b} \end{bmatrix}$  –

відома матриця регресії;  $\mathbf{D} = \text{diag}(1, 1, \alpha^{-1}, \alpha^{-1}, 1)$  – позитивно-визначена діагональна матриця;

$\tilde{\mathbf{z}} = (\tilde{\mathbf{z}}_a, \tilde{\mathbf{z}}_b, \tilde{\eta}_a, \tilde{\eta}_b, \tilde{\alpha})^T$  – вектор похибок оцінювання невідомих змінних і параметра  $\alpha$ .

Для синтезу спостерігача розглянемо наступну кандидатуру функції Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2}(\tilde{\mathbf{x}}^T\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{z}}^T\mathbf{\Gamma}^{-1}\mathbf{D}^{-1}\tilde{\mathbf{z}}) \triangleq \frac{1}{2}\left((\tilde{\mathbf{i}}_{1a}^2 + \tilde{\mathbf{i}}_{1b}^2) + \frac{1}{\mathbf{k}_2}(\tilde{\mathbf{z}}_a^2 + \tilde{\mathbf{z}}_b^2) + \frac{\alpha}{\mathbf{k}_3}(\tilde{\eta}_a^2 + \tilde{\eta}_b^2) + \frac{1}{\lambda}\tilde{\alpha}^2\right) > 0, \tag{10}$$

де  $(\mathbf{k}_2, \mathbf{k}_3, \lambda) > 0$  – коефіцієнти зворотного зв'язку спостерігача;  $\mathbf{\Gamma} = \text{diag}(\mathbf{k}_2, \mathbf{k}_2, \mathbf{k}_3, \mathbf{k}_3, \lambda)$ .

Похідна від (10) вздовж траєкторій (7) дорівнює

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= \frac{1}{2}\tilde{\mathbf{x}}^T(\mathbf{A}^T + \mathbf{A})\tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{x}}^T\mathbf{W}\mathbf{D}^{-1}\tilde{\mathbf{z}} + \tilde{\mathbf{z}}^T\mathbf{\Gamma}^{-1}\mathbf{D}^{-1}\dot{\tilde{\mathbf{z}}} \triangleq -(\mathbf{k}_1 + \mathbf{R}_1\sigma^{-1})(\tilde{\mathbf{i}}_{1a}^2 + \tilde{\mathbf{i}}_{1b}^2) + (\hat{\eta}_a - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1a})\tilde{\mathbf{i}}_{1a}\tilde{\alpha} + \\
&+ (\hat{\eta}_b - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1b})\tilde{\mathbf{i}}_{1b}\tilde{\alpha} + \alpha\tilde{\mathbf{i}}_{1a}\tilde{\eta}_a + \alpha\tilde{\mathbf{i}}_{1b}\tilde{\eta}_b + \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1a}\tilde{\mathbf{z}}_b - \mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1b}\tilde{\mathbf{z}}_a + \\
&+ \mathbf{k}_2^{-1}(\tilde{\mathbf{z}}_a\dot{\tilde{\mathbf{z}}}_a + \tilde{\mathbf{z}}_b\dot{\tilde{\mathbf{z}}}_b) + \alpha\mathbf{k}_3^{-1}(\tilde{\eta}_a\dot{\tilde{\eta}}_a + \tilde{\eta}_b\dot{\tilde{\eta}}_b) + \lambda^{-1}\tilde{\alpha}\dot{\tilde{\alpha}}.
\end{aligned} \tag{11}$$

З (11) слідує, що динаміка невідомих змінних має бути

$$\dot{\tilde{\mathbf{z}}} = \dot{\mathbf{z}} - \dot{\hat{\mathbf{z}}} = -\mathbf{\Gamma}\mathbf{W}^T\tilde{\mathbf{x}}, \tag{12}$$

де  $\dot{\mathbf{z}} = (\dot{\mathbf{z}}_a, \dot{\mathbf{z}}_b, \dot{\eta}_a, \dot{\eta}_b, 0)^T$ ;  $\dot{\hat{\mathbf{z}}} = (\dot{\hat{\mathbf{z}}}_a, \dot{\hat{\mathbf{z}}}_b, \dot{\hat{\eta}}_a, \dot{\hat{\eta}}_b, \dot{\hat{\alpha}})^T$ ; тоді похідна (11) переписеться як

$$\dot{V} = \tilde{\mathbf{x}}^T(\mathbf{A}^T + \mathbf{A})\tilde{\mathbf{x}} \triangleq -(\mathbf{k}_1 + \mathbf{R}_1\sigma^{-1})(\tilde{\mathbf{i}}_{1a}^2 + \tilde{\mathbf{i}}_{1b}^2) \leq 0. \tag{13}$$

Оскільки  $\dot{\tilde{\alpha}} = -\dot{\hat{\alpha}}$ ,  $\dot{\tilde{\mathbf{z}}}_a = \dot{\mathbf{z}}_a - \dot{\hat{\mathbf{z}}}_a$ ,  $\dot{\tilde{\mathbf{z}}}_b = \dot{\mathbf{z}}_b - \dot{\hat{\mathbf{z}}}_b$ ,  $\dot{\tilde{\eta}}_a = \dot{\eta}_a - \dot{\hat{\eta}}_a$ ,  $\dot{\tilde{\eta}}_b = \dot{\eta}_b - \dot{\hat{\eta}}_b$ , з (1) і (12) частина спостерігача, яка оцінює невідомі змінні, а також параметр  $\alpha$ , набуває вигляду

$$\begin{aligned}
\dot{\tilde{\mathbf{z}}}_a &= -\mathbf{R}_1\sigma^{-1}\mathbf{i}_{1a} + \sigma^{-1}\mathbf{u}_{1a} - \mathbf{k}_2\mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1b}, \\
\dot{\tilde{\mathbf{z}}}_b &= -\mathbf{R}_1\sigma^{-1}\mathbf{i}_{1b} + \sigma^{-1}\mathbf{u}_{1b} + \mathbf{k}_2\mathbf{p}_n\omega\tilde{\mathbf{i}}_{1a}, \\
\dot{\tilde{\eta}}_a &= -\mathbf{R}_1\sigma^{-1}\mathbf{i}_{1a} + \sigma^{-1}\mathbf{u}_{1a} + \mathbf{k}_3\tilde{\mathbf{i}}_{1a}, \\
\dot{\tilde{\eta}}_b &= -\mathbf{R}_1\sigma^{-1}\mathbf{i}_{1b} + \sigma^{-1}\mathbf{u}_{1b} + \mathbf{k}_3\tilde{\mathbf{i}}_{1b}, \\
\dot{\tilde{\alpha}} &= \lambda\left[(\hat{\eta}_a - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1a})\tilde{\mathbf{i}}_{1a} + (\hat{\eta}_b - (1 + \beta\mathbf{L}_m)\mathbf{i}_{1b})\tilde{\mathbf{i}}_{1b}\right].
\end{aligned} \tag{14}$$

З (10) і (13) слідує, що  $(\tilde{x}, \tilde{z})$  є обмеженими для всіх  $t \geq 0$ , відповідно  $\dot{\tilde{z}}$  також обмежений. З (9) та (14) слідує, що вектори похідних  $(\dot{\tilde{x}}, \dot{\tilde{z}})$  обмежені, а  $(\tilde{x}, \tilde{z})$  – рівномірно безперервні. Оскільки  $V(t) \leq (k_1 + R_1 \sigma^{-1})^{-1} V(0)$ , то вектор  $\tilde{x}$  є квадратично інтегрованим, і у відповідності з лемою Барбалат [9] з цього слідує, що

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|\tilde{x}(t)\| = 0. \quad (15)$$

Оскільки  $A$  є Гурвіцевою матрицею,  $W, \dot{W}$  є обмеженими, і якщо існує позитивна константа  $T$  така, що матриця  $5 \times 5$

$$\int_t^{t+T} W^T(\tau)W(\tau)d\tau > 0 \quad (16)$$

для всіх  $t \geq 0$  (умови персистентності збудження), то  $(\tilde{x}, \tilde{z})^T = 0$  є глобально експоненційно стійким положенням рівноваги системи

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}} &= A\tilde{x} + WD^{-1}\tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= -\Gamma W^T \tilde{x}. \end{aligned} \quad (17)$$

Система (17) має стандартну форму згідно леми про персистентність збудження [9]. З аналізу слідує, що компоненти вектора потокозчеплення, а також активний опір ротора (параметр  $\alpha = R_2/L_2$ ) оцінюються асимптотично з експоненціальним рівнем затухання похибок до нуля, якщо умови персистентності збудження виконуються. Аналітичне доведення умови (16) є достатньо складним і, зазвичай, виконання цієї умови досліджується моделюванням для типових режимів роботи АД. Наявність надлишкового оцінювання змінних  $z_a, z_b$  передбачає, що режими роботи двигуна для забезпечення (16) можуть вимагати змінних у часі кутової швидкості, моменту або модуля потокозчеплення.

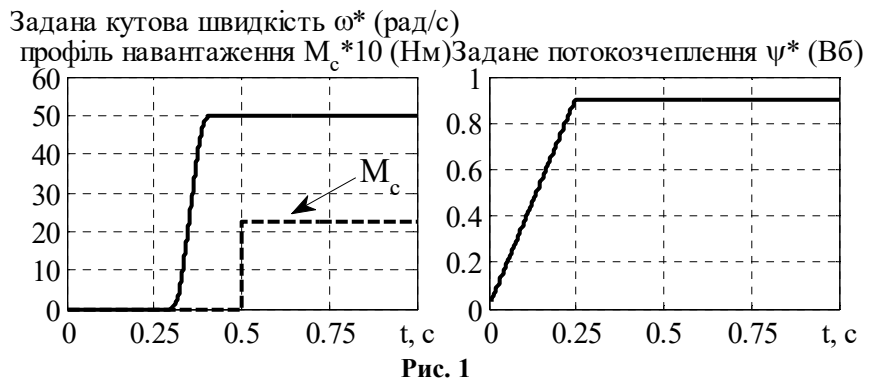
**Дослідження динаміки спостерігача.** Дослідження динамічних режимів адаптивного спостерігача (3), (14) проведено засобами моделювання. Параметри номінального режиму і параметри схеми заміщення досліджуваного АД наступні:  $P = 0.75$ , кВт;  $\omega_n = 300$  рад/с;  $M_n = 2.5$  Нм;  $R_1 = 11$  Ом;  $R_2 = 5.6$  Ом;  $L_1 = L_2 = 0.95$  Гн;  $L_m = 0.91$  Гн;  $J = 0.003$  кгм<sup>2</sup>;  $p_n = 1$ ; номінальні значення параметрів  $\alpha_n = 5.9$  с<sup>-1</sup>;  $\sigma = 0.08$  Гн;  $\beta = 12.2$  Гн<sup>-1</sup>.

Умовами тестування передбачено, що АД працює в системі непрямого векторного керування швидкістю (якщо не вказано інакше). Задані траєкторії швидкості, потокозчеплення і профіль моменту навантаження показано на рис. 1.

Спостерігач (3), (14) працює в автономному режимі з наступним налаштуванням коефіцієнтів зворотного зв'язку:  $k_1 = 60$ ,  $k_2 = 3$ ,  $k_3 = 6$ ,  $\lambda = 50$ . Усі початкові умови спостерігача і АД задано нульовими, окрім  $\hat{\alpha}(0)$ .

На рис. 2 і 3 показано графіки перехідних процесів похибок оцінювання компоненти струму статора  $\tilde{i}_{1a}$ , компоненти масштабованого потокозчеплення статора  $\tilde{z}_b$  і параметра  $\tilde{\alpha}$  для двох випадків налаштування початкових умов спостерігача  $\hat{\alpha}(0) = 0.5\alpha_n$  та  $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_n$  відповідно.

З рис. 2 і 3 слідує, що спостерігач забезпечує асимптотичне оцінювання компонент вектора струму статора та активного опору ротора (параметра  $\alpha$ ). При цьому компоненти вектора потокозчеплення статора (масштабованого)  $z_a, \eta_a, z_b, \eta_b$  оцінюються зі статичною похибкою внаслідок відсутності персистентності збудження. Час оцінювання активного опору ротора для прийнятих параметрів налаштування спостерігача становить менше 0.3 с.



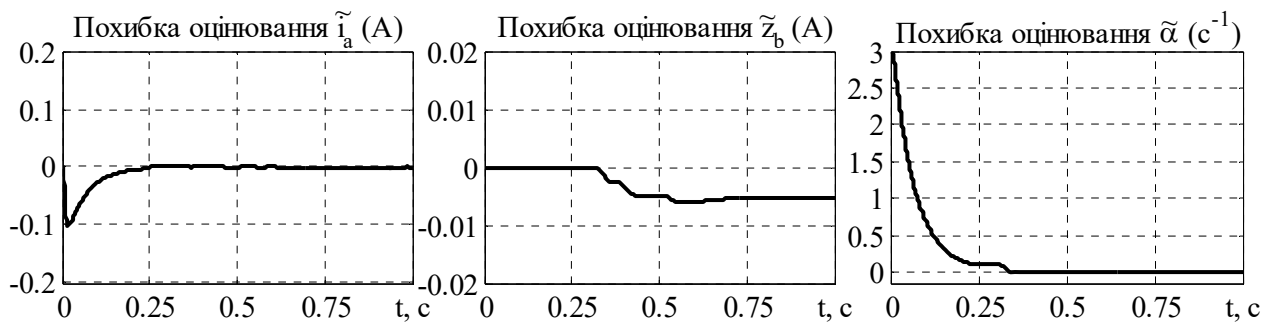


Рис. 2

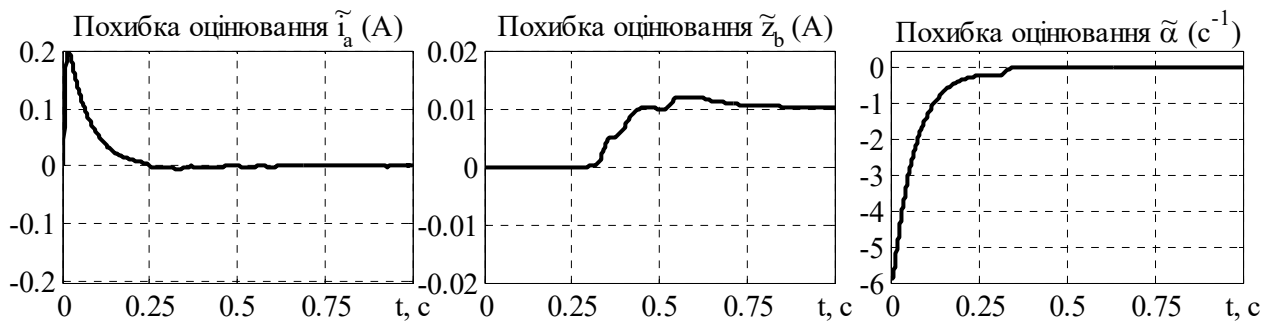


Рис. 3

На рис. 4 наведено графіки перехідних процесів оцінювання для тесту, в умовах якого встановлено початкові умови потокозчеплення АД  $\psi_{2a}(0) = \psi_{2b}(0) = 0.02$  Вб. При цьому в спостерігачі всі початкові умови нульові, окрім  $\hat{\alpha}(0) = 2\alpha_n$ . Аналогічно до попередніх випадків, асимптотичність оцінювання компонент вектора потокозчеплення статора  $z_a, \eta_a, z_b, \eta_b$  не забезпечується, в той час як струми і активний опір ротора оцінюються коректно.

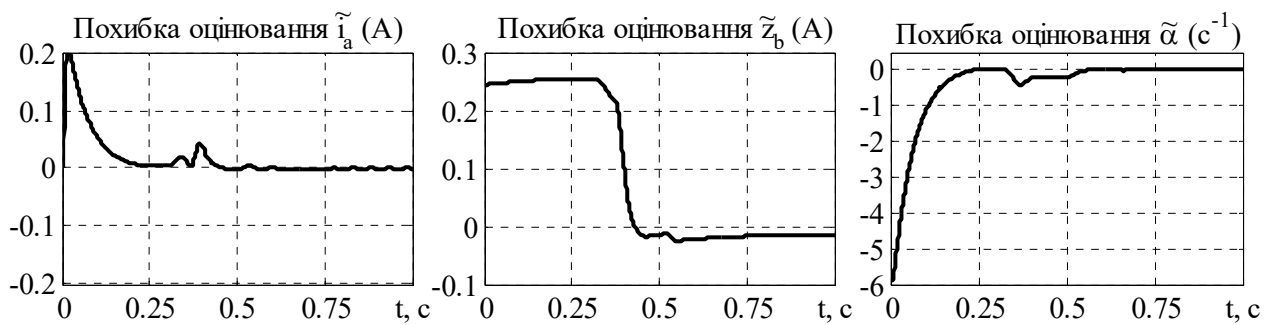


Рис. 4

Зазначимо, що у випадку виконання умов персистентності збудження має забезпечуватися асимптотичність оцінювання всіх змінних. Як приклад, на рис. 5 наведено графіки перехідних процесів кутової швидкості АД і похибок оцінювання в режимі частотного керування швидкістю з синусоїдним завданням швидкості частотою 10 Гц. Задана траєкторія потокозчеплення не змінилася, момент навантаження не прикладається. Графіки, наведені на рис. 5, підтверджують властивості асимптотичної стійкості спостерігача.

Таким чином дослідження, результати яких зображено на рис. 2 – 5, свідчать про те, що навіть за умов відсутності персистентності збудження, активний опір оцінюється коректно, і тому синтезований спостерігач може використовуватися як алгоритм ідентифікації в системах “self-commissioning”.

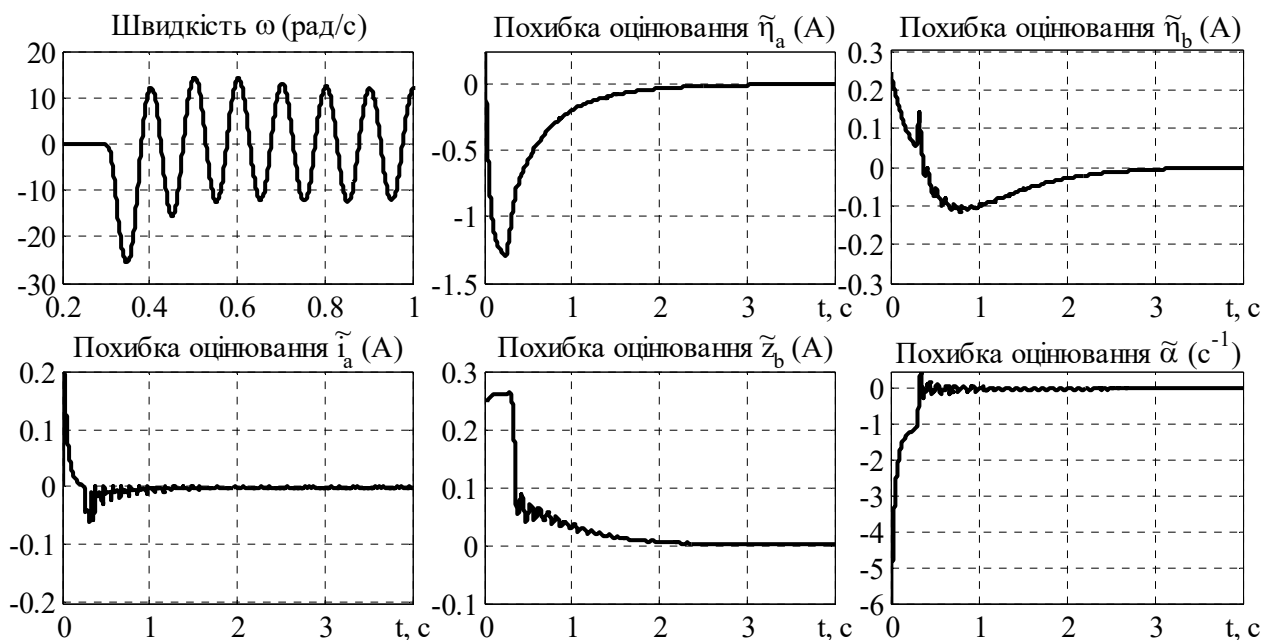


Рис. 5

**Висновки.** Синтезовано адаптивний до активного опору ротора спостерігач вектора потокозчеплення асинхронного двигуна, який має простішу за існуючі аналоги структуру та, за умов персистентності збудження, гарантує глобальну асимптотичну експоненціальну стійкість оцінювання електричних координат АД і невідомого активного опору ротора. Наявність в структурі спостерігача надлишкового оцінювання передбачає, що забезпечення умов персистентності збудження вимагає змінних у часі кутової швидкості, моменту або модуля потокозчеплення. Методом математичного моделювання показано, що за умов відсутності персистентності збудження, активний опір оцінюється коректно, і тому синтезований спостерігач може використовуватися як алгоритм ідентифікації в системах “self-commissioning”.

1. Загірняк М.В., Клепиков В.Б., Ковбаса С.М., Михальський В.М., Пересада С.М., Садовой О.В., Шаповал І.А. Энергоэффективные электромеханические системы широкого технологического назначения. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2018. 310 с.
2. Chiasson J. Modeling and high performance control of electric machines. John Wiley & Sons, 2005. 734 p.
3. Gorter R.J.A., Eindhoven T.U. Grey-box identification of induction machines: on-line and off-line approaches. Profeschrift. Technische Universiteit Eindhoven, 1997. 314 p.
4. Garces L.J. Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Applications*. 1980. Vol. IA-16. No 2. Pp. 173-178. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.1980.4503768>.
5. Kubota H., Matsuse K., Nakano T. New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives. 16<sup>th</sup> Annual Conference of *IEEE Industrial Electronics Society (IECON90)*. Pacific Grove, CA, USA, November 27-30, 1990. Pp. 921-926. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.1990.149262>
6. Marino R., Peresada S., Tomei P. Exponentially convergent rotor resistance estimation for induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1995. Vol. 42. No 5. Pp. 508-515. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.464614>
7. Verrelli C.M., Savoia A., Mengoni M., Marino R., Tomei P., Zarri L. On-line identification of winding resistances and load torque in induction machines. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2014. Vol. 22. No 4. Pp. 1629-1637. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2013.2285604>
8. Marino R., Tomei P., Verrelli C. M. Induction motor control design. Springer Science & Business Media, 2010. 371 p.
9. Narendra K.S., Annaswamy A.M. Stable adaptive systems. New Jersey. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. 480 p.

## FLUX OBSERVER ADAPTIVE TO INDUCTION MOTORS ACTIVE ROTOR RESISTANCE VARIATIONS

S.M. Peresada<sup>1</sup>, Y.O. Nikonenko<sup>1</sup>, S.M. Kovbasa<sup>1</sup>, O. Kuznietsov<sup>2</sup>

<sup>1</sup>National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”,  
Peremohy av. 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

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

<sup>2</sup>Technische Hochschule Mittelhessen,

Wilhelm-Leuschner-Straße 13 D, 61169 Friedberg, Germany

*A flux observer for induction motors which is adaptive to the active rotor resistance variations is presented. Due to the added fluxes overestimation in the observer structure, the global exponential stability properties of the current and flux vector components and active rotor resistance estimation are ensured under conditions of persistency of excitation. The proposed observer has a simpler structure compared to existing solutions with the global stability properties. The simulation results of the observer dynamic performance investigation confirm its effectiveness. It is shown that even if the conditions of persistency of excitation are not met, the active rotor resistance is estimated correctly; consequently, the designed observer can be implemented as an identification algorithm in self-commissioning systems of induction electric drives. References 9, figures 5.*

**Keywords:** induction motor, adaptive observer, flux, active rotor resistance.

1. Zahirniak M.V., Klepikov V.B., Kovbasa S.M., Mikhalskii V.M., Peresada S.M., Sadovoi O.V., Shapoval I.A. Energy efficient electromechanical systems for a wide range of technological purposes. Kyiv: Instytut elektrodynamiky NAN Ukrainy, 2018. 310 p. (Ukr)
2. Chiasson J. Modeling and high performance control of electric machines. John Wiley & Sons, 2005. 734 p.
3. Gorter R.J.A., Eindhoven T.U. Grey-box identification of induction machines: on-line and off-line approaches. Profeschrift. Technische Universiteit Eindhoven, 1997. 314 p.
4. Garces L.J. Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Applications*. 1980. Vol. IA-16. No 2. Pp. 173-178. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.1980.4503768>.
5. Kubota H., Matsuse K., Nakano T. New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives. 16<sup>th</sup> Annual Conference of *IEEE Industrial Electronics Society (IECON90)*. Pacific Grove, CA, USA, November 27-30, 1990. Pp. 921-926. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.1990.149262>
6. Marino R., Peresada S., Tomei P. Exponentially convergent rotor resistance estimation for induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1995. Vol. 42. No 5. Pp. 508-515. DOI: <https://doi.org/10.1109/41.464614>
7. Verrelli C.M., Savoia A., Mengoni M., Marino R., Tomei P., Zarri L. On-line identification of winding resistances and load torque in induction machines. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2014. Vol. 22. No 4. Pp. 1629-1637. DOI: <https://doi.org/10.1109/TCST.2013.2285604>
8. Marino R., Tomei P., Verrelli C. M. Induction motor control design. Springer Science & Business Media, 2010. 371 p.
9. Narendra K.S., Annaswamy A.M. Stable adaptive systems. New Jersey. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. 480 p.

Надійшла 22.06.2022

## ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ КОНТРОЛЕРА ДЛЯ КЕРУВАННЯ ТЯГОВИМ ЕЛЕКТРОДВИГУНОМ НА ПОСТІЙНИХ МАГНІТАХ

**А.Ф. Жаркін\***, академік НАН України, **В.Б. Павлов\*\***, докт.техн.наук,  
**В.В. Гребеніков\*\*\***, докт.техн.наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [zhark@ied.org.ua](mailto:zhark@ied.org.ua); [mobil99@ukr.net](mailto:mobil99@ukr.net); [elm1153@gmail.com](mailto:elm1153@gmail.com)

*В роботі розглянуто контролер управління тяговими електродвигунами на постійних магнітах для транспортних засобів, в якому силовий транзисторний перетворювач виконано на модифікованих IGBT модулях з поліпшеними характеристиками. Використання зазначених модулів, що сьогодні широко застосовуються у напівпровідникових пристроях сучасної техніки подвійного призначення, дає змогу зменшити габарити та масу перетворювача, спростити систему охолодження, підвищити ККД і надійність роботи напівпровідникового перетворювача та електроприводу в цілому з огляду на жорсткі умови їхньої експлуатації. Виготовлено та проведено стендові випробування експериментального зразка напівпровідникового перетворювача і мікропроцесорної системи регулювання у різних режимах роботи, в тому числі за максимального навантаження, що відповідає реальним умовам експлуатації. За результатами проведених випробувань визначено, що технічні характеристики контролера задовольняють вимогам подібних пристроїв. Створений напівпровідниковий контролер на IGBT модифікованих модулях може бути використано для управління двигунами на постійних магнітах та мотор-колесами номінальною потужністю 40-50 кВт, максимальною – 100 кВт. Бібл. 11, рис. 8, табл. 4.*

**Ключові слова:** контролер, транзисторний модуль, електропривод, електродвигун на постійних магнітах.

**Вступ.** Останнім десятиріччям створення електричних і гібридних транспортних засобів як легкових, так і великої вантажопідйомності, та широке їхнє впровадження у світі набуває все більших обсягів, що свідчить об актуальності вказаного напрямку та потребує відповідного розвитку наукових досліджень. Поряд з розробкою нових первинних джерел енергії (акумуляторних батарей, суперконденсаторів та електромеханічних генераторів) світові виробники велику увагу приділяють підвищенню ефективності всієї системи енергоживлення, включаючи не тільки бортове джерело енергії, але й електротрансмісію та низку допоміжних пристроїв, в яких широко застосовуються напівпровідникові перетворювачі [1-4].

За останні кілька років у розробці пристроїв силової електроніки намітилася чітка тенденція поширеного застосування напівпровідникових матеріалів, які мають високі енергетичні та теплові характеристики. Унікальні властивості цих матеріалів, що мають високу теплопровідність, значні рівні навантажувального струму тощо, забезпечують відповідну можливість створення на їхній основі приладів з поліпшеними енергетичними показниками. В результаті пристрої на основі транзисторних модулів IGBT з такими енергетичними показниками дають змогу радикально зменшити габарити та масу перетворювального устаткування, а також збільшити ефективність роботи за рахунок більш високих частот перетворення. На характеристики таких приладів слабо впливають зміни температури навколишнього середовища внаслідок більш високої температури транзисторного переходу, що забезпечує їм довготривалу надійність з огляду на жорсткі умови експлуатації. Слід зазначити, що саме під час розробки силових контролерів для спеціальної техніки особлива увага приділяється питанням мінімізації їхньої маси та габаритів. Це, зокрема, зумовлено необхідністю установки на багатокілісних великовантажних машинах кількох електродвигунів або мотор-колес з індивідуальними контролерами, що дає змогу покращити мобільність та керованість транспортного засобу.

**Актуальність роботи** полягає в тому, що в даний час в Україні немає таких розробок, а вітчизняна промисловість не випускає напівпровідникові перетворювачі для керування електродвигунами на постійних магнітах потужністю 50-100 кВт. Застосування системи керування електродвигунами на постійних магнітах і мотор-колесами, зокрема, в гібридних системах енергоживлення з електромеханічною трансмісією забезпечує не тільки підвищені технічні характеристики, високу надійність і живу-

---

© Жаркін А.Ф., Павлов В.Б., Гребеніков В.В., 2022  
ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0001-5996-0901> ; \*\* <https://orcid.org/0000-0003-0565-265X> ;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-1114-1218>

чість, збільшення запасу ходу, але і можливість руху без теплового випромінювання та шуму, що є важливим для транспортних засобів подвійного призначення [5, 6].

**Метою роботи** є експериментальні дослідження контролера для керування електродвигуном на постійних магнітах середньою потужністю до 100 кВт, а також порівняння його характеристик і масо-габаритних показників з контролерами відомих виробників [7-11].

Створення експериментального зразку складалося з декількох етапів:

- створення силової частини контролера;
- створення системи мікропроцесорного управління;
- розробка програмного забезпечення;
- створення блоків контролю, блокування та індикації;
- створення пульта управління.

На рис. 1 показано функціональну схему системи управління (контролера) вентильним 3-х фазним двигуном на постійних магнітах, статорні обмотки якого з'єднано трикутником. Система складається з трифазного інвертора, вхідного фільтра, драйверів на кожен транзистор, мікропроцесорної системи управління.

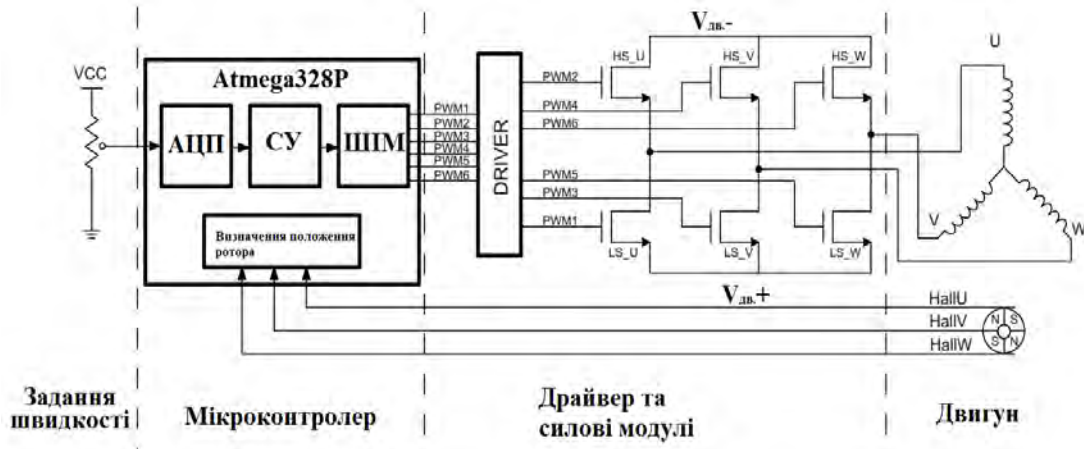


Рис. 1

Основну увагу у цій статті приділено випробуванням силової частини контролера. Розробка інших компонентів системи буде розглядатися у подальших публікаціях. Для вибору параметрів силового модуля було розглянуто максимальний навантажувальний режим тягового електродвигуна під час руху транспортного засобу на ухил 15%. При цьому потужність двигуна протягом трьох хвилин може досягати 100 кВт. В результаті за напруги тягової акумуляторної батареї 400 В максимальний струм навантаження буде складати 250 А. Виходячи з цього, було обрано трифазний модуль IGBT з рідинним охолодженням фірми Infineon, основні параметри якого наведено у табл. 1.

Таблиця 1

Параметр	Умови вимірювання	Позн.	Значення		
Напруга колектор-емітер	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	$V_{CES}$	705		
Безперервний постійний струм колектора	$T_F = 75^{\circ}\text{C}, T_{vj\max} = 175^{\circ}\text{C}$	$I_{C\text{nom}}$	400		
	$T_F = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj\max} = 175^{\circ}\text{C}$	$I_C$	500		
Піковий струм колектора, що повторюється	$t_p = 1\text{ ms}$	$I_{CRM}$	800		
Загальна «потужність розсіювання»	$T_F = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj\max} = 175^{\circ}\text{C}$	$P_{tot}$	811		
Максимальна напруга затвор-емітер	-	$V_{GES}$	+20		
Напруга насичення колектор-емітер	$I_C=400\text{A}, V_{GE}=15\text{V}$ $I_C=400\text{A}, V_{GE}=15\text{V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	min.	typ.	max
			-	1.45 1.7	1.70
Напруга затвор-емітер	$I_C = 6.40\text{ mA}, V_{CE} = V_{GE}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	$V_{GEth}$	4.90	5.80	6.50



Рис. 2

Транзисторний IGBT модуль FS400R07A3E3\_H6 фірми Infineon серії HybridPACK DC6 зі стрічковими охолоджуючими структурами є силовим модулем зі збільшеною здатністю навантаження постійним струмом і зменшеною паразитною індуктивністю. Розроблений для робочої температури кристалу  $150^{\circ}\text{C}$  (з 30-хвилинним обмеженням інтервалом роботи з температурою  $175^{\circ}\text{C}$ ), модуль має трифазну конфігурацію Six Pack, що складається з шести транзисторів IGBT3 Trench-Field-Stop, шунтованих зворотними діодами. Серія модулів HybridPACK DC6 має стрічковий тип охолоджуючої поверхні, що здійснює пряме рідинне охолодження задля зменшення теплового опору кристал-довкілля [7].

За результатами проведеного аналізу характеристик радіаторів, що випускаються серійно, та виходячи з вимог, передбачуваних навантажувальних режимів і загальної компоновки комплектуючих елементів контролера, було зроблено висновок щодо необхідності розробки спеціального радіатора з рідинним охолодженням з урахування розмірів модуля IGBT HybridPACKMDC6, який використовують у контролері. Зважаючи на це, було спроектовано та виготовлено радіатор власної конструкції. Загальний вигляд запропонованого охолоджуючого радіатора, розміри якого  $300 \times 260 \times 25$ , показано на рис. 2.

**Проведення експериментальних досліджень.** Експериментальні дослідження, випробування та осцилографування електромагнітних процесів, а також налаштування режимів роботи електрообладнання, функціональну схему підключення якого наведено на рис. 3, проводилися на випробувальному стенді.



Рис. 3

До складу стенду входить силове (тяговий електродвигун на постійних магнітах і навантажувальний генератор) та вимірювальне (осцилографи, вольтметри, амперметри і стработачометр) обладнання. Основні параметри стендового обладнання: потужність приводного електродвигуна (генератора) 45 кВт; напруга та енергоємність тягової акумуляторної батареї  $U = 400\text{ В}$ ,  $Q = 24\text{ кВт}\cdot\text{год}$ .

Зовнішній вигляд системи регулювання (контролера) показано на рис. 4.

Параметри контролера:

- |  |                                       |
|--|---------------------------------------|
| – напруга живлення, максимальне значення | 400 В                                 |
| – максимальний піковий струм             | 300 А                                 |
| – частота імпульсів                      | 12 кГц                                |
| – номінальна потужність                  | 50 кВт                                |
| – максимальна потужність                 | 100 кВт                               |
| – вага                                   | 7,9 кг                                |
| – розміри $h \times w \times d$          | $300 \times 260 \times 100\text{ мм}$ |



Метою експериментальних досліджень (на першому етапі) була перевірка функціонування всіх елементів системи, визначення зон безпечної роботи силових ключів і (на другому етапі) визначення рівня нагріву силового транзисторного блоку в залежності від різних навантажувальних режимів.



Рис. 4

На всіх компонентах електроустаткування було визначено контрольні точки для здійснення вимірювань та осцилографування. При цьому використовувався аналогово-цифровий осцилограф HAMEG HM 1507 і TEKTRONIX TDS 2002.

На рис. 5 показано осцилограми фазного струму та напруги електродвигуна з модуляцією, а на рис. 6 – без модуляції; 1 поділка дорівнює 50 А, 250 В.

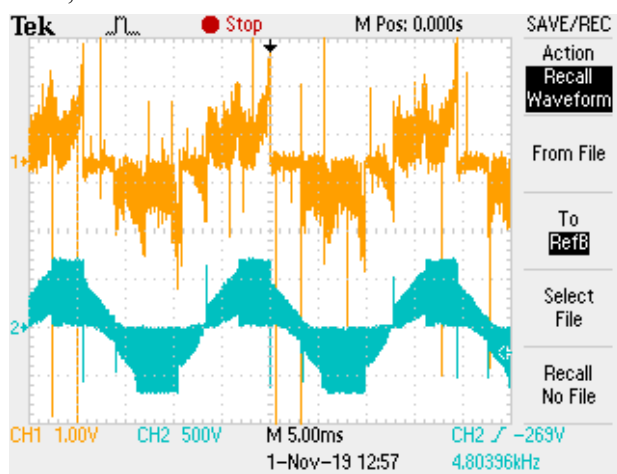


Рис. 5

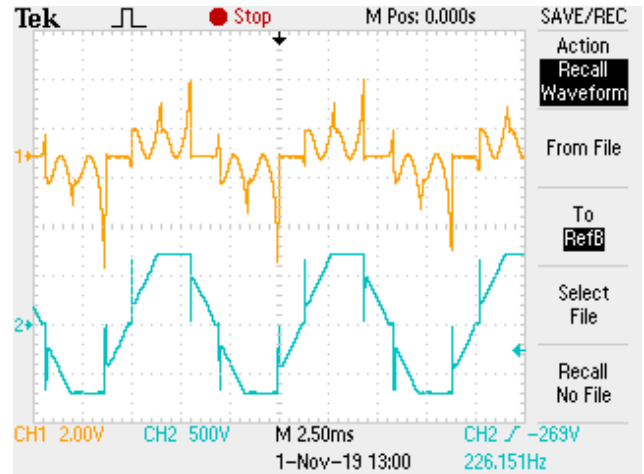


Рис. 6

На рис. 7 показано осцилограму струму у фазі  $R-L$  навантаження (без модуляції), 1 поділка = 100А, а на рис. 8 – напруги (з модуляцією) в фазі  $R-L$  навантаження; 1 поділка = 200 В.

З наведених осцилограм видно, що рівні перенапруг та викидів струмів на елементах не пере-

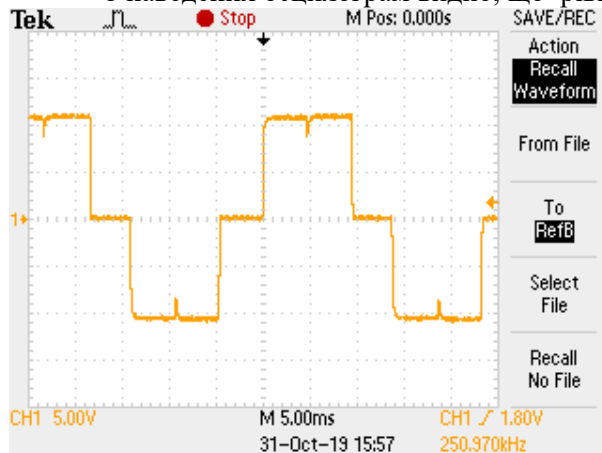


Рис. 7

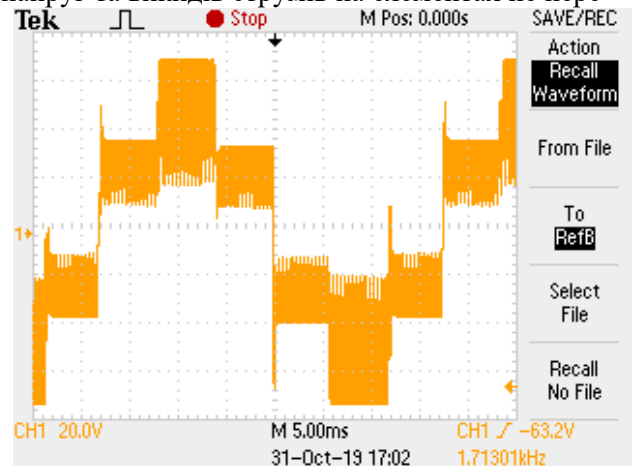


Рис. 8

вищують допустимих. Так на рис. 5 і 6 піковий струм електродвигуна у разі модуляції досягає зна-

чення приблизно 100 – 150 А, що згідно з табл. 1 не має перевищувати 800 А для модуля *IGBT*, а в режимі без модуляції (коли подається повна напруга джерела живлення) величина пікового струму ще менше. Величина напруги колектор-емітер не перевищує значення 705 В, зазначеного в табл. 1, як на рис. 5, 6, так і на рис. 7, 8 для напруги в фазі *R-L* навантаження.

Одним з важливих етапів випробувань, що визначають експлуатаційну надійність контролера, є визначення температури нагрівання кристала модуля *JGBT* за різних режимах навантаження. Тому на другому етапі проводилися теплові випробування силового блоку під час роботи на електродвигуні з постійними магнітами. У разі підключення системи рідинного охолодження електродвигуна та силового блоку контролювався вхідний струм від акумуляторної батареї (АБ) і температура охолоджуючої води. Тривалість випробування становила 30 хв, тобто до виходу температури на стає значення. Результати випробувань представлено у табл. 2. З таблиці видно, що температура охолоджуючої рідини як в електродвигуні, так і в силовому блоці не перевищувала 60<sup>0</sup>С. При цьому максимальний струм навантаження не перевищував 60 А, що відповідало потужності електродвигуна 20 кВт.

**Таблиця 2**

№	Тривалість випробування, хв	Напруга АБ, В	Струм навантаження, А	Темп. охолодження двиг., <sup>0</sup> С	Темп. кристалу модуля <i>IGBT</i> , <sup>0</sup> С	Темп. навкол. серед., <sup>0</sup> С
1	30	400	25	41	48	25
2	31	400	28	40	45	25
3	30	395	35	43	49	26
4	32	390	35	44	50	23
5	29	380	40	42	51	20
6	30	380	42	50	55	22
7	30	376	55	54	58	22
8	31	373	56	55	57	23

Зважаючи на відсутність більш потужного електродвигуна на постійних магнітах, подальші випробування силового блоку на нагрів проводилися за допомогою активно-індуктивного навантаження. Трифазний вихід контролера приєднувався до навантаження, що складається з трьох ланцюгів з послідовно підключеними резисторами ( $R\phi=0,5$  Ом) і дроселями ( $L\phi=1,6$  мГ), які з'єднано в "зірку". Результати випробувань наведено у табл. 3.

**Таблиця 3**

№	Тривалість експерименту, хв	Напруга АБ, В	Струм навантаження, А	Темп. кристалу модуля <i>IGBT</i> , <sup>0</sup> С	Темп. навкол. серед., <sup>0</sup> С	Споживана потужність, кВт
1	30	400	80	72	20	32,00
2	30	390	100	78	21	39,00
3	30	386	125	83	19	48,25
4	29	380	132	88	17	50,16
5	3	390	230	82	18	89,70
6	3	396	240	90	19	95,00
7	3	395	255	96	22	100,72

Під час проведення випробувань одночасно з вимірюванням температури охолоджуючої рідини проводився контроль температури кристала модуля *IGBT* шляхом вимірювання величини опору тестового резистора модуля. У найбільш навантажених режимах (табл. 3, поз. 6, 7) температура кристалу не перевищувала 100<sup>0</sup>С за допустимої температури 175<sup>0</sup>С. З наведених таблиць видно, що за тепловими характеристиками контролер (силовий блок) не порушує нормативних вимог, забезпечуючи функціонування навантаження потужністю від 50 кВт (довгостроково) і до 100 кВт (короткочасно).

У табл. 4 наведено технічні характеристики контролера, розробленого Інститутом електродинаміки НАН України та відомим розробником у цій галузі фірмою UniTek Industrie Elektronik GmbH (BAMOCAR). З порівняння наведених характеристик видно, що основні показники запропонованого контролера відповідають (або навіть є кращими) показникам розглянутого зарубіжного пристрою.

Таблиця 4

Параметри	Розмірність	ІЕД НАН України	ВAMOCAR
Напруга живлення	V=	До 400	Від 24 до 700
Макс. вихідна напруга, змінного струму	$V_{\sim\text{eff}}$	до 3x400	до 3x450
Тривалий вихідний струм	$A_{\text{eff}}$	130	200
Макс. амплітуда вихідного струму	$A_{\text{lo}}$	400	400
Частота модуляції	kHz	12	8-16
Вага	kg	7,9	8,5
Розміри: висо-та×ширина×товщина	mm	300×260×100	355×230×135

### Висновки.

1. Створено контролер для керування тяговим електродвигуном на постійних магнітах тривалою потужністю до 50 кВт, що застосовується у багатоколісних транспортних засобах подвійного призначення. Застосування транзисторного модуля IGBT з безпосереднім рідинним охолодженням кристала дало змогу покращити теплові характеристики та масогабаритні показники контролера.

2. Результати випробувань показали надійне функціонування контролера як під час тривалого, так і короткочасного подвійного навантаження. За тепловими характеристиками контролер не порушує нормативних вимог, а рівні перенапруг та викидів струмів на його елементах не перевищують допустимих.

3. Проведений аналіз показав, що технічні характеристики розробленого контролера відповідають характеристикам контролерів, запропонованих відомими розробниками цієї апаратури, а саме, фірмами EMIKRON, IPN, Racing, BAMOKAR.

*Роботу виконано за держбюджетною темою «Розвиток елементів теорії, розроблення нових методів розрахунку та створення засобів для підвищення надійності та енергоефективності режимів і технологічних процесів в електроенергетичних та електротехнічних системах» (шифр "Режим-1"), державний реєстраційний номер 0122U001494, КПКВ6541230.*

1. Modern Military Vehicles – MEGA. URL: <https://www.megaev.com/modern-military-vehicles/> (дата звернення 30.05.2022).

2. Meissner E., Richter G. Battery Monitoring and Electrical Energy Management: Precondition for future vehicle electric power systems. *Journal of Power Sources*. 2003. Vol. 116. No 1. Pp. 79–98. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0378-7753\(02\)00713-9](https://doi.org/10.1016/S0378-7753(02)00713-9).

3. Choi S.Y., Jeong S.Y., Gu B.W., Lim G.C., Rim C.T. Ultraslim S-Type Power Supply Rails for Roadway-Powered Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015. Vol. 30. No 11. Pp. 6456–6468. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2444894>.

4. Yang Yajuan, Zhao Han, Jiang Hao. Drive Train Design and Modeling of a Parallel Diesel Hybrid Electric Bus Based on AVL/Cruise. *World Electric Vehicle Journal*. 2011. Vol. 4. Pp. 75-81. DOI: <https://doi.org/10.3390/wevj4010075>.

5. Grebenikov V.V., Priymak M.V. Design of the electric motor with permanent magnets for electric vehicle according the driving cycle. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 5. С. 65–68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.05.065>.

6. Шидловський А.К., Павлов В.Б., Павленко В.Е. Анализ зависимости КПД комбинированной системы энергопитания от параметров управления. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 5. С. 29–31. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.05.029>

7. Колпаков А.И. Особенности проектирования частотных преобразователей средней и большой мощности. *Электронные компоненты*. 2003. № 6. С. 23-27.

8. SKAI – Most compact power electronic system for electro. URL: <https://www.semikron.com/products/product-lines/skai.html> (дата звернення 25.05.2022).

9. Motor controllers – TM4. URL: <https://www.danatm4.com/products/systems/> (дата звернення 25.05.2022).

10. BAMOCAR D3 – UniTek Industrie Elektronik GmbH. URL: <https://www.unitek-industrie-elektronik.de>bam> (дата звернення 25.05.2022).

11. Hybrid Pack Drive – Infineon Technologies. URL: <http://www://Infineon.com>dgdl>Infineon-A> (дата звернення 25.05.2022).

## EXPERIMENTAL RESEARCH OF THE CONTROLLER FOR CONTROL OF THE TRACTION ELECTRIC MOTOR ON PERMANENT MAGNETS

A.F. Zharkin., V.B. Pavlov, V.V. Grebenikov  
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,  
Peremohy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.  
E-mail: [zhark@ied.org.ua](mailto:zhark@ied.org.ua) , [mobil99@ukr.net](mailto:mobil99@ukr.net) , [elm1153@gmail.com](mailto:elm1153@gmail.com)

*The controller of traction electric motors on permanent magnets for vehicles in which the power transistor converter is made on the modified IGBT modules with the improved characteristics is described in this work. The use of these modules, which are widely used today in semiconductor devices of modern dual-use technology, allows to reduce the size and weight of the converter, simplify the cooling system, increase efficiency and reliability of the semiconductor converter and electric drive in general due to harsh operating conditions. Bench tests of the experimental sample of the semiconductor converter and the microprocessor control system in various operating modes, including at the maximum load corresponding to real operating conditions are made and carried out. As a result of tests, it was determined that the technical characteristics of the controller meet the requirements of such devices. The created semiconductor controller on IGBT modified modules can be used to control motors on permanent magnets and motor wheels with a nominal power of 40-50 kW, maximum - 100 kW. References 11, figures 8, tables 4.*

**Key words:** controller, transistor module, electric drive, electric motors with permanent magnets.

1. Modern Military Vehicles – MEGA. URL: <https://www.megaev.com/modern-military-vehicles/> (accessed at 25.05.2022).
2. Meissner E., Richter G. Battery Monitoring and Electrical Energy Management: Precondition for future vehicle electric power systems. *Journal of Power Sources*. 2003. Vol. 116. No 1. Pp. 79–98. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0378-7753\(02\)00713-9](https://doi.org/10.1016/S0378-7753(02)00713-9).
3. Choi S.Y., Jeong S.Y., Gu B.W., Lim G.C., Rim C.T. Ultraslim S-Type Power Supply Rails for Roadway-Powered Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015. Vol. 30. No 11. Pp. 6456–6468. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2444894>.
4. Yang Yajuan, Zhao Han, Jiang Hao. Drive Train Design and Modeling of a Parallel Diesel Hybrid Electric Bus Based on AVL/Cruise. *World Electric Vehicle Journal*. 2011. Vol. 4. Pp. 75–81. DOI: <https://doi.org/10.3390/wevj4010075>.
5. Grebenikov V.V., Priymak M.V. Design of the electric motor with permanent magnets for electric vehicle according the driving cycle. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 5. Pp. 65–68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.05.065>
6. Shydlovskiy A.K., Pavlov V.B., Pavlenko V.E. Analysis of the efficiency dependence of a combined power supply system on control parameters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 5. Pp. 29–31. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.05.029>
7. Kolpakov A.Y. Designing features of medium and high power frequency converters. *Elektronnye Komponenty*. 2003. No 6. Pp. 23-27. (Rus)
8. SKAI – Most compact power electronic system for electro. URL: <https://www.semikrom.com>product-lines>skai.html> (accessed at 25.05.2022).
9. Motor controllers – TM4. URL: <https://www.danatm4.com>products>col 50-pro> (accessed at 25.05.2022).
10. BAMOCAR D3 – UniTek Industrie Elektronik GmbH. URL: <https://www.unitek-industrie-elektronik.de>bam> (accessed at 25.05.2022).
11. Hibrid Pack Drive – Infineon Technologies. URL: <http://www://Infineon.com>dgdl>Infineon-A> (accessed at 25.05.2022).

Надійшла 25.05.2022  
Остаточний варіант 06.06.2022

**НАУКОВО-ТЕХНІЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ОРГАНІЗАЦІЇ РОБОТИ ОЕС УКРАЇНИ  
В СИНХРОННОМУ РЕЖИМІ З ЄВРОПЕЙСЬКОЮ КОНТИНЕНТАЛЬНОЮ  
ЕНЕРГЕТИЧНОЮ СИСТЕМОЮ ENTSO-E**

**О.В. Кириленко**\*, акад. НАН України, **В.В. Павловський**\*\* , докт. техн. наук,  
**І.В. Блінов**\*\*\* , докт. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [kyrylenko@ied.org.ua](mailto:kyrylenko@ied.org.ua), [ysevolod.pavlovsky@yahoo.com](mailto:ysevolod.pavlovsky@yahoo.com), [blinovihor@gamil.com](mailto:blinovihor@gamil.com).

*Представлено наукові розробки, що були виконані як обов'язкові задля забезпечення переходу ОЕС України на синхронну роботу з енергооб'єднанням країн континентальної Європи ENTSO-E. В першу чергу мова йде про перехід на новий рівень інформаційного забезпечення, який було реалізовано шляхом створення та впровадження цілого ряду спеціалізованих приладів. Визначено особливості побудови інформаційно-діагностичних приладів, розглянуто системи, що орієнтовані на застосування активних елементів, таких як пристрої та технології з забезпечення гнучкої зміни характеристик мережі, а також реалізації перетворення електроенергії з метою оптимізації її режимів роботи. Мова йде в першу чергу про засоби та технології, що застосовуються для створення гнучких ліній передачі змінним струмом. Особливу увагу було приділено питанням забезпечення стійкості енергетичної системи України, в тому числі стійкості за напругою. Було опрацьовано сценарії ліквідації великої системної аварії з виникненням дефіциту активної потужності 1000 МВт та інші. Визначено напрямки подальших досліджень з розвитку ОЕС України в повоєнний період на перших етапах синхронної роботи з ENTSO-E, першочергові заходи та засоби, спрямовані на підвищення живучості та надійної керованості енергосистемою України, розвиток принципів та засобів адаптації та реконструкції протиаварійного автоматичного керування електричними режимами та стійкістю, створення передумов цифровізації енергосистеми. Бібл. 35, рис. 2.*

**Ключові слова:** електроенергетична система, ENTSO-E, синхронізація, Smart Grid, ринок електричної енергії.

**Вступ.** Розвиток електроенергетичних систем у більшості країн світу відбувається у напрямку декарбонізації та створення максимально ефективної структури генеруючих потужностей зі значною часткою відновлюваних джерел енергії (ВДЕ) [1, 2], підвищення надійності та ефективності функціонування електроенергетичних систем на базі використання інтелектуальних систем [3, 4], інформаційних технологій та пристроїв силової електроніки, об'єднання ринків електричної енергії з метою підвищення ефективності використання мережевої інфраструктури та структури генерації [5, 6]. З урахуванням зазначених тенденцій передбачається подальший розвиток об'єднаної енергосистеми (ОЕС) України в умовах синхронної роботи з енергооб'єднанням країн континентальної Європи (ENTSO-E).

У червні 2017 р. в Брюсселі Національна енергетична компанія «Укренерго» підписала Угоду про умови приєднання ОЕС України до ENTSO-E. Ця угода містила перелік зобов'язань української сторони, в тому числі перелік вимог, виконання яких було обов'язковою умовою для такого приєднання. Зокрема, серед таких вимог: гармонізація підходів до побудови енергетичних систем, їхньої організації, управління та контролю, визначені конкретні механізми моніторингу з боку ENTSO-E [7-9].

Загалом у відповідності до угоди передбачалося, що до 2025 р. повинен відбутися повний перехід систем на синхронну роботу. Пізніше, в результаті переговорів української сторони з відповідальним системним оператором ENTSO-E цю дату було уточнено і визначено як 2023 р. Відповідно до Угоди було визначено умови майбутнього об'єднання української та європейської енергосистем. В першу чергу мова йшла про роботу ОЕС України на першому етапі в тестовому ізолюваному режимі, що повинно було проводитися в два етапи: у зимовий та літній періоди.

© Кириленко О.В., Павловський В.В., Блінов І.В., 2022  
ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0003-3610-7670>; \*\* <https://orcid.org/0000-0002-9158-8377>;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0001-8010-5301>

В рамках підготовки ОЕС України до переходу на синхронну роботу з ENTSO-E було вирішено цілу низку науково-технічних задач, які дали змогу значно зблизити прийняті підходи до організації енергетичних систем в цих енергосистемах та забезпечити перехід ОЕС України на принципи управління, прийняті в європейських енергетичних системах.

**Метою статті** є огляд отриманих наукових та науково-практичних результатів Відділення фізико-технічних проблем енергетики НАН України, зокрема й Інституту електродинаміки НАН України задля забезпечення переходу до синхронної роботи ОЕС України з ENTSO-E та визначення науково-технічних задач в умовах забезпечення в повному обсязі такого переходу в повоєнний період розвитку ОЕС України.

Значною мірою задачі, пов'язані із розробленням підходів до організації енергетичних систем, їхнього управління та контролю було вирішено установами НАН України в рамках виконання фундаментальних та цільових програм наукових досліджень НАН України, зокрема і програми «Науково-технічні основи енергетичного співробітництва між Україною та Європейським Союзом» («Об'єднання-3»). Це дало змогу реалізувати задачі моніторингу [10] плинних режимів за рахунок динамічного представлення системних параметрів, приведених до єдиного часу на всіх об'єктах енергосистем [11, 12]; створення бібліотеки режимів та впровадження автоматизованих систем управління енергетичними об'єктами (АСУ ТП).

В першу чергу мова йде про перехід на новий рівень інформаційного забезпечення, який був реалізований шляхом створення та впровадження цілого ряду спеціалізованих приладів. Ці прилади було розроблено та створено на основі єдиного підходу, який відповідав вимогам європейських енергосистем, в рамках єдиної інформаційної бази з уніфікованим графічним і табличним багатівіконним інтерфейсом спеціалістами Інституту електродинаміки НАН України у співпраці з фахівцями малого підприємства Анігер. Створений спеціальний інформаційно-діагностичний комплекс (ІДК) дав змогу розв'язати цілий ряд взаємопов'язаних задач:

- моніторинг режимів роботи електроенергетичного обладнання нормальних та перехідних режимах роботи;
- формування розрахункових схем;
- проведення оцінювання стану об'єкту;
- побудову моделі режиму на розширеній схемі, яка включає в себе в тому числі фрагменти, що не спостерігаються;
- розрахунок усталених та самоусталених за частотою режимів;
- оптимізацію режимів за активною потужністю у відповідності зі встановленими критеріями;
- оптимізацію режимів за реактивною потужністю та ряд інших.

У комплексі використовуються можливості роботи з графічними зображеннями схем енергосистем і первинних комутацій електричних станцій і підстанцій.

На рис. 1 зображено мережу 750-220 кВ ОЕС України, на якій показано практично всі об'єкти зі встановленими елементами ІДК (Regina).

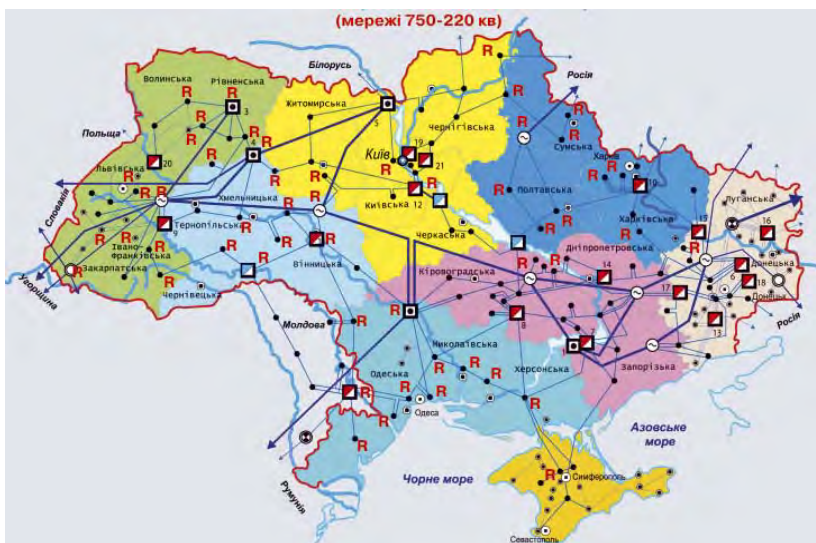


Рис. 1

Слід відзначити, що стратегічною метою сучасного розвитку електроенергетичного комплексу є створення інтелектуальних енергосистем як нової бази для управлінських і технологічних інновацій, що забезпечують перехід до нового рівня розвитку електроенергетики. Головне в матеріальній реалізації концепції інтелектуальних мереж – її технічна та технологічна платформа, яка передбачає перехід на реалізацію концепції Smart grid [4, 13].

Слід також виділити напрямок розвитку енергетичних систем, що полягає у застосуванні активних елементів, таких як при-

строї та технології, які дають змогу гнучко змінювати характеристики мережі [14, 15] чи реалізувати перетворення електроенергії з метою оптимізації режимів роботи [16-18]. Мова йде про збільшення пропускної здатності перетинів, зменшення технологічних втрат електроенергії під час її передачі, забезпечення відповідних показників якості електричної енергії та ін. В першу чергу, це засоби та технології, що застосовуються для створення гнучких ліній передачі змінним струмом (ГПЗС). За різними оцінками застосування обладнання ГПЗС дає змогу збільшити пропускну здатність відповідних перетинів на 20% та зменшити технологічні втрати на 40%. Крім того, до цієї групи відносяться силові технічні засоби, що налічують більше двох десятків різноманітних пристроїв для регулювання реактивної потужності та напруги, параметрів мережі, обмеження струмів КЗ, накопичення електричної енергії, комутаційне обладнання нового покоління та ін.

Прикладом такої розробки є створення системи гнучкої передачі змінним струмом на перетині Україна-Молдова (рис. 2), що дало змогу збільшити пропускну здатність на 250 МВТ.

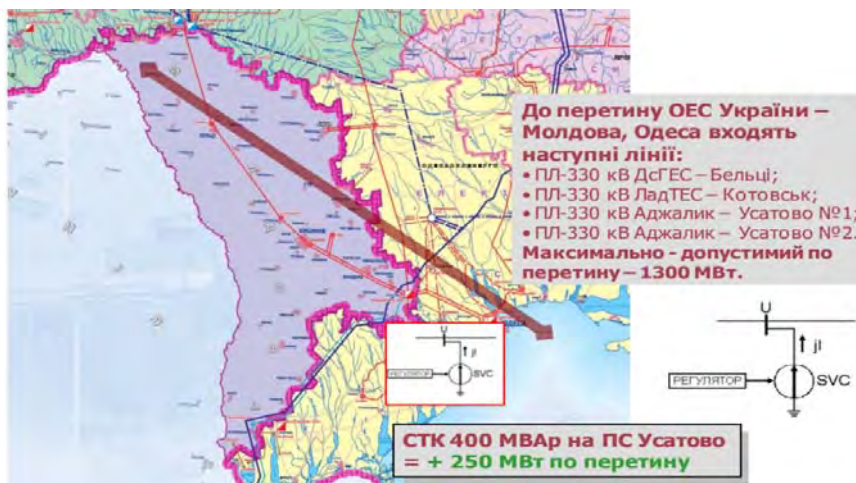


Рис. 2

Ще одним із ключових елементів інтелектуальної енергетики є її «цифровізація», зокрема і побудова «цифрових» підстанцій, де отримання інформації, її передача та обробка здійснюються у цифровому вигляді. Основними характеристиками такої підстанції є інтелектуалізація первинного обладнання, розвинена комунікаційна мережа і автоматизація експлуатації та управління. Застосування електронних перетворювачів струму/напруги на таких підстан-

ціях дає змогу значно підвищити надійність і ефективність роботи ЕЕС та управління.

Серед цілого ряду питань, що підлягали вирішенню під час переходу ОЕС України в режим синхронної роботи з ENTSO-E слід виділити питання, які вимагали особливої уваги в силу того, що їхнє вирішення потребувало застосування принципово нових підходів та рішень. Слід виділити, зокрема, і питання забезпечення стійкості за напругою. Для комплексного вирішення цієї проблеми за основу було взято підхід, орієнтований на методи, прийняті в європейських енергосистемах, що дало змогу сформулювати методики ідентифікації проблемних місць за напругою в енергосистемах, виконати відповідні розрахунки і запропонувати практичні рекомендації, спрямовані на вирішення проблеми «вузьких місць».

Слід окремо розглянути основні задачі, що також підлягали вирішенню, а саме [19-21]: формування єдиної моделі ОЕС України сумісної з моделями Європейських систем; забезпечення стійкості режимів та надійності електропостачання; підтримання необхідних рівнів напруги та реактивної потужності; подолання «вузьких місць» в ОЕС України; зняття обмежень з видачі потужності прикордонними електричними станціями і гармонізація підходів до розрахунків динамічних та статичних режимів роботи енергосистем; удосконалення плану відновлення ОЕС України після виникнення системної аварії та інші.

В рамках вирішення цих задач було створено поточну та перспективну моделі ОЕС України із деталізацією мережі 110 кВ, ідентифіковано найбільш небезпечні місця в ОЕС України з точки зору рівнів напруги, проведено практичні розрахунки ефективності та стійкості роботи ОЕС України із врахуванням запропонованих заходів, сформовано узагальнений підхід до *on-line* оцінки стійкості ОЕС України [22], а також розроблено основні компоненти для реалізації цього методу. Крім того було проаналізовано досвід європейських країн щодо експлуатації систем вторинного регулювання напруги (Франція, Італія тощо), створено тестову комп'ютерну схему для досліджень та розробки структури такої системи.

Слід також відзначити ряд принципово нових задач, пов'язаних з практикою та особливостями роботи енергетичних систем в рамках ENTSO-E, які було реалізовано. Мова йде про створення

цифрових моделей ОЕС України (поточних та перспективних) у відповідності з вимогами ENTSO-E, ідентифікацію, аналіз та класифікацію «вузьких місць» за напругою в ОЕС України, а також розробку та розрахункову перевірку запропонованих заходів для усунення цих «вузьких місць».

Серед важливих задач, що потребували розв'язання, в умовах функціонування нової моделі ринку електричної енергії [23-25] слід виділити оцінювання переваг та визначення етапів об'єднання ринку електричної енергії України з ринками країн Європи [26]. Для її розв'язання розроблено методи та моделі об'єднання ринків електричної енергії України з ринками країн Європи, які враховують взаємний вплив ринку електричної енергії України та європейських ринків «на добу наперед» [6, 27, 28].

Необхідною передумовою переходу на синхронну роботу було впровадження сучасних міжнародних та європейських стандартів в галузі керування електроенергетичними системами та ринками електричної енергії. Задля вирішення цієї задачі було підсилено роботи із стандартизації в Україні, зокрема Інститутом електродинаміки НАН України, як базовою організацією Технічного комітету стандартизації № 162, на постійній основі виконувалися роботи із впровадження міжнародних та європейських стандартів в цій галузі, що дало змогу впровадити стандарти, які стали основою для впровадження відповідних сучасних інформаційно-технологічних систем керування та систем інформаційного обміну згідно концепції Smart Grid [4, 13].

Передбачалося, що перехід на синхронну роботу з ENTSO-E вимагає підвищити стійкість режимів енергетичної системи України. Тому було визначено умови отримання аварійної допомоги від енергосистем країн, що входять до ENTSO-E і, таким чином, через високі вимоги до енергосистем ENTSO-E, передбачено значне покращення загального технологічного рівня експлуатації нашої енергосистеми та рівень надійності електропостачання.

Були опрацьовані сценарії відновлення нормального режиму за частотою за умов виникнення дефіциту активної потужності 1000 МВт для ізольованої роботи ОЕС України.

Особливу увагу було приділено задачі відновлення живлення АЕС України від енергосистем ENTSO-E після повного погашення. Передбачалося, що подача напруги на системних шинах (СШ) українських АЕС буде здійснюватися від одного із джерел, які працюють синхронно у складі ENTSO-E, зокрема, СШ 220 кВ ПС «Замость», СШ 750 кВ ПС «Саболчбака» та СШ-750кВ ПС «Жешув». Враховуючи обмеження на величину потужності, яку можна отримати від ENTSO-E та проблеми з реалізацією маршрутів, задача подачі напруги на СШ українських АЕС стала нетривіальною і потребувала детального опрацювання. Результати виконаних досліджень використано під час розроблення нових кодексів з керування електронергетичною системою та обміну інформацією, що оснований на «мережевих кодексах» ENTSO-E [8, 9, 29], зокрема кодекс системи передачі [30], кодекс систем розподілу [31] та кодекс комерційного обліку [32]. Крім того, було визначено пріоритети виконання робіт в ОЕС України, пов'язаних з переходом ОЕС України на режим синхронної роботи з ENTSO-E, які впливають на підвищення надійності функціонування ОЕС України та оперативне прийняття керуючих рішень оперативно-диспетчерським персоналом. До таких робіт (проектів), які ще мають бути виконані, віднесено реалізацію концепції Smart Grid в ОЕС України, що є одним із пріоритетів розвитку енергетики в провідних країнах світу, продовження розвитку повномасштабної системи моніторингу параметрів плинних режимів ОЕС України на базі пристроїв векторних вимірювань параметрів режиму, впровадження технологій гнучких систем, сучасних систем моделювання режимів, розвиток нормативної бази та розробка методик оцінки якості електричної енергії на рівні магістральних та розподільних мереж, розвиток ринкових механізмів роботи в умовах інтеграції ОЕС України до ENTSO-E, впровадження систем накопичення електричної енергії [33, 34]. Впровадження таких проектів дає змогу створити засоби розв'язання в режимі реального часу низки актуальних задач забезпечення стійкості та надійності функціонування ОЕС України [35].

Відомо, що перший етап випробування енергосистеми України в ізольованому режимі відбувся 24-26 лютого 2022 року. На цей час ОЕС України було від'єднано від ЄЕС Росії та Білорусії і об'єднано з «островом Бурштинської ТЕС». Ці дві частини енергосистеми України працювали синхронно. Далі 27 лютого 2022 року оператори енергосистем континентальної Європи отримали запит від НЕК «Укренерго», як українського оператора системи передачі, про прискорену синхронізацію української енергосистеми, включаючи Бурштинський енергетичний острів, з енергосистемою континентальної Європи. Після чого на засіданні Енергетичної ради 28 лютого 2022 року держави-члени, розуміючи важливість забезпечення можливості екстреної синхронізації ОЕС України з енергосистемою континентальної Європи та необхідність підключення енергосистеми Республіки Молдова в умовах війни, дали дозвіл на об'єднання в тестовому режимі з нульовим перетоком.



Таким чином відбулася унікальна подія, до якої Україна готувалася останні роки, що обґрунтовує необхідність продовження цієї роботи для її повноцінного завершення. Тим більше, що протягом трьох тижнів роботи в ізолюваному режимі енергосистема України працювала стабільно та продемонструвала здатність підтримувати стійкість за частотою попри бойові дії. Було відзначено, що якість балансування енергосистеми в цей період не поступалася європейській.

Фізичні операції по об'єднанню енергосистем України та Європи проведено протягом одного дня 16 березня, а Рада ENTSO-E підтвердила свою повну підтримку швидкого визначення ключових умов синхронізації в аварійних ситуаціях операторів континентальної Європи. Визначення умов термінової синхронізації включало оцінку захисту об'єктів та динамічної стабільності енергосистем, а також оперативних перемикачів в рамках правових, нормативних та інформаційних технологій, включаючи кібербезпеку.

Важливо, що дострокове приєднання ОЕС України на синхронну роботу з ENTSO-E забезпечило тим самим технічну можливість надання Україні за певних схемно-режимних умов аварійної допомоги у вигляді обмежених обсягів постачання електроенергії, але не вирішило окремі проблемні питання, гострота яких буде особливо відчутною на першому етапі синхронної роботи з ENTSO-E. В повоєнний період характеристика ОЕС України відрізнятиметься від довоєнної як структурними змінами, так і певною зміною пріоритетів щодо першочергового інвестування проєктів з розвитку як окремих об'єктів, так, очевидно, і напрямків розвитку ОЕС України в цілому. В повоєнний період в ОЕС України відбудуться структурні зміни і вона синхронно працюватиме з ENTSO-E за умов обмеженої пропускну здатності відповідних міждержавних слабких електричних зв'язків, принаймні на першому етапі синхронної роботи з ENTSO-E. Під час такого функціонування матиме місце загострення актуальності пов'язаних проблемних питань забезпечення стійкості ОЕС України у разі аварійних збурень та запобігання системним аваріям, забезпечення керованості ОЕС України. Разом з такими повоєнними змінами в ОЕС України її відновлення та подальший розвиток має відбуватися з урахуванням світових тенденцій та на підставі застосування найбільш сучасних електроенергетичних технологій. При цьому, досягнення цілей відновлення та подальшого розвитку ОЕС України неможливо без наукового супроводу цього складного процесу. Враховуючі нагальну потребу забезпечення стратегічної безпеки функціонування ОЕС України, ці питання набувають великої державної ваги. Тому пріоритет Держава має надавати вітчизняним науковим установам та підприємствам енергетичного комплексу, українським стартапам.

Враховуючі вищевикладене, важливими напрямками подальших досліджень є розвиток науково-технічних засад функціонування ОЕС України в повоєнний період на перших етапах синхронної роботи з ENTSO-E, визначення першочергових заходів та засобів, спрямованих на підвищення живучості та надійної керованості ОЕС України, розвиток принципів та засобів адаптації та реконструкції протиаварійного автоматичного керування електричними режимами та стійкості, створення передумов цифровізації енергосистем та впровадження систем WACS і цифрових підстанцій, підвищення точності короткострокового прогнозування електричного навантаження та розвиток науково-технічних засад об'єднання ринків електричної енергії України з ринками країн Європи, подальший розвиток нормативної бази України згідно концепції Smart Grid.

**Висновки.** Під час підготовки ОЕС України до переходу на синхронну роботу з ENTSO-E було вирішено важливі науково-технічні задачі, стислий огляд яких наведено у публікації, що дали змогу зблизити прийняті підходи до організації функціонування ОЕС України та забезпечити її перехід на принципи управління, прийняті в європейських енергетичних системах, та забезпечити готовність ОЕС України до синхронної роботи з ENTSO-E. Однак значні втрати, що зазнала енергетика України внаслідок воєнних дій та руйнування електроенергетичної інфраструктури, а також вимушене дострокове тестове приєднання ОЕС України на синхронну роботу з ENTSO-E задля забезпечення технічної можливості надання Україні за певних схемно-режимних умов аварійної допомоги у вигляді обмежених обсягів постачання електроенергії, обумовлює появу нових вкрай актуальних задач щодо розвитку науково-технічних засад функціонування ОЕС України в повоєнний період на перших етапах синхронної роботи з ENTSO-E та з урахуванням світових тенденцій декарбонізації та цифровізації енергетики.

*Роботу виконано за держбюджетною темою «Розвиток елементів теорії, розроблення нових методів розрахунку та створення засобів для підвищення надійності та енергоефективності режимів і технологічних процесів в електроенергетичних та електротехнічних системах» (шифр: «Режим-1».. КПКВК 6541230.*

1. Кириленко О.В., Басок Б.І., Базєєв Є.Т., Блінов І.В. Енергетика України та реалії глобального потепління. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 3. С 52-61. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2020.03.052>.
2. Басок Б.І., Буткевич О.Ф., Дубовський С.В. Техніко-економічні аспекти оцінювання перспектив декарбонізації об'єднаної енергосистеми України. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 5. С. 55-62. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2021.05.055>.
3. Grid integration of large-capacity Renewable Energy sources and use of large-capacity Electrical Energy Storage. White paper. ІЕС., 2020. 102 p.
4. Кириленко О.В., Блінов І.В., Танкевич С.Є. Smart Grid та організація інформаційного обміну в електроенергетичних системах. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 3. С. 47-48.
5. Звіт з оцінки відповідності (достатності) генеруючих потужностей для покриття прогнозованого попиту на електричну енергію та забезпечення необхідного резерву у 2020 році. НЕК Укренерго. 2020. 122 с.
6. Блінов І.В., Парус Є.В. Врахування мережевих обмежень та мінімізація різниці цін між ринками електроенергії. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 5. С. 81-88.
7. ENTSO-e Operation Handbook. Policy 5: Emergency Operations. 20 p.
8. ENTSO-e Operation Handbook. Policy 3: Operational Security. Final Version, 21 p.
9. ENTSO-e Operation Handbook. Appendix 3: Operational Security. Final Version, 41 p.
10. Стогній Б.С., Сопель М.Ф. Основи моніторингу в електроенергетиці. Про поняття моніторингу. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 1. С. 62-69.
11. Стогній Б.С., Сопель М.Ф., Варський Г.М., Яковлева І.В. Системи синхронізованих вимірів в електроенергетиці. Підвищення точності та метрологічне забезпечення. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. 2013. Вип. 35. С. 37-47
12. Буткевич О.Ф., Пилипенко Ю.В., Чижевський В.В., Слізаров І.О. Векторні вимірювання режимних параметрів та ідентифікація мод електромеханічних коливань в об'єднаній енергосистемі України. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 6. С. 43-54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2017.06.043>
13. ІЕС/TR 63097:2017 Smart grid standardization roadmap. 2017. 315 p.
14. Kyrylenko O.V., Pavlovsky V.V., Steliuk A.O.. Flexible Control of the Export Power Flows by Using DC Link. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 2. С.64-69.
15. Тугай Ю.І., Кучанський В.В., Тугай І.Ю. Застосування керованих пристроїв компенсації зарядної потужності ЛЕП НВН в електричних мережах. *Технічна електродинаміка*. 2021. № 1. С. 53-56. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2021.01.053>
16. Gonzalez-Longatt F., Steliuk A., Hinojosa V.H. Flexible Automatic Generation Control System for Embedded HVDC Links. IEEE *PowerTech* Conference. Eindhoven, Netherlands, June 29-July 2, 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/PTC.2015.7232555>
17. Kundur P. Power system stability and control. McGraw-Hill, 1994. 1199 p.
18. Machowski J., Bialek J., Bumby J. Power system dynamics. Stability and Control. John Wiley&Sons, 2008. 660 p.
19. Pavlovsky V., Steliuk A., Lenga O., Zaychenko V., Vyshnevskiy M. Frequency stability simulation considering under-frequency load shedding relays, special protection automatics and AGC software models. IEEE *PowerTech* Conference. Manchester, UK, June 18-22, 2017. 17045200. DOI: <https://doi.org/10.1109/PTC.2017.7981043>
20. Pavlovsky V., Steliuk A., Lenga O., Hrechko V. Frequency stability of the bulk isolated power system with high share of renewables and nuclear generation. Chapter in the book: Power systems research and operation. Selected problems. Springer, 2021. 180 p.
21. Kyrylenko O., Pavlovsky V., Steliuk A., Vyshnevskiy M. Simulation of the normal and emergency operation of the interconnected power system of Ukraine for frequency stability study. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 2. С. 57-60. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2017.02.057>
22. Кириленко О.В., Павловський В.В., Лук'яненко Л.М., Ущатовський К.В., Зайченко В.Б. Уточнення допустимих перетоків потужності за контрольованими перетинами в режимі оперативного керування. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 2. С. 75-84.
23. Про ринок електричної енергії: Закон України №2019-VIII від 13.04.2017.
24. Про затвердження Правил ринку: Постанова НКРЕКП № 307 від 14.03.2018.
25. Про затвердження правил ринку «на добу наперед» та внутрішньодобового ринку: Постанова НКРЕКП № 308 від 14.03.2018.
26. Commission Regulation (EU) 2015/1222 of 24 July 2015 establishing a guideline on capacity allocation and congestion management. *Official Journal of the European Union*. 2015. Vol. 58. Pp. 24-72
27. Blinov I., Kyrylenko O., Parus E., Rybina O. Decentralized Market Coupling with Taking Account Power Systems Transmission Network Constraints. *Power Systems Research and Operation. Studies in Systems, Decision and Control*. Vol 388. Springer, 2022. DOI: [https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1\\_1](https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1_1)

28. Кириленко О.В., Блінов І.В., Парус Є.В., Іванов Г.А. Імітаційна модель ринку електричної енергії «на добу наперед» з неявним урахуванням мережеских обмежень енергетичних систем. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 5. С. 60-67. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2019.05.060>
29. ENTSO-e Network Code for Requirements for Grid Connection Applicable to all Generators. ENTSO-e. 2013. 86 p.
30. Постанова НКРЕКП «Про затвердження кодексу системи передачі» №309 від 14.03.2018.
31. Постанова НКРЕКП «Про затвердження кодексу систем розподілу» №310 від 14.03.2018.
32. Постанова НКРЕКП «Про затвердження кодексу комерційного обліку електричної енергії» №311 від 14.03.2018.
33. Blinov I., Trach I., Parus Y., Khomenko V., Kuchansky V., Shkarupylo V. Evaluation of The Efficiency of The Use of Electricity Storage Systems in The Balancing Group and The Small Distribution System. IEEE 2nd KhPI Week on *Advanced Technology* (KhPIWeek). Kharkiv, Ukraine, September 13-17, 2021. Pp. 262-265. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569981>
34. Буткевич О.Ф., Юнеєва Н.Т., Гурєєва Т.М. До питання про розміщення накопичувачів енергії в ОЕС України. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 6. С. 59-64. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2019.06.059>
35. Electrical Energy Storage. White paper. IEC, 2019. 79 p.

## SCIENTIFIC AND TECHNICAL SUPPORT FOR ORGANIZING THE WORK OF THE IPS OF UKRAINE IN SYNCHRONOUS MODE WITH THE CONTINENTAL EUROPEAN POWER SYSTEM ENTSO-E

O.V. Kyrylenko, V.V. Pavlovsky, I.V. Blinov

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

E-mail: [kyrylenko@ied.org.ua](mailto:kyrylenko@ied.org.ua); [ysevolod\\_pavlovsky@yahoo.com](mailto:ysevolod_pavlovsky@yahoo.com); [blinovihor@gamil.com](mailto:blinovihor@gamil.com).

*Scientific developments, which have been implemented as mandatory to provide a synchronous operation of IPS of Ukraine with the Continental European Power System ENTSO-E are presented. Firstly, it concerns a new level of information maintenance that has been realized by the creation and implementation of a wide range of specialized devices. The features of the construction of information-diagnostic devices are determined. The systems focused on the use of active elements, such as devices and technologies to provide flexible changes in network characteristics, as well as the implementation of electricity conversion to optimize their operation regimes are considered. A special attention was paid to providing a stable operation of the Ukrainian power system, including voltage stability. It covers tools and technologies used to create flexible AC transmission lines. The scenarios for eliminating a major system breakdown with an active power deficit of 1000 MW and other scenarios have been studied. The ways of further research on the development of IPS of Ukraine in the postwar period at the first stages of synchronous operation with ENTSO-E are identified. The paper identifies priority measures and tools aimed to improve the survivability and reliable control of the Ukrainian power system, development of principles and means of adaptation and reconstruction of emergency automatic control of electrical regimes and stability, creating prerequisites for digitalization of the power system. References 35, figures 2.*

**Keywords:** power system, ENTSO-E, synchronization, Smart Grid, electricity market.

1. Kyrylenko O.V., Basok B.I., Basesev Ye.T., Blinov I.V. Power industry of Ukraine and realities of the global warming. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 3. Pp. 52–61. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2020.03.052>. (Ukr).
2. Basok B.I., Butkevych O.F., Dubovskiy S.V. Technical and economic aspects of decarbonisation prospects assessing of the interconnected power system of Ukraine. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 5. Pp. 55-62. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2021.05.055>. (Ukr)
3. Grid integration of large-capacity Renewable Energy sources and use of large-capacity Electrical Energy Storage. White paper. IEC., 2020. 102 p.
4. Kyrylenko O.V., Blinov, I.V., Tankevych, S.E. Smart grid and organization of information exchange in electric power systems. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 3. Pp. 47-48. (Ukr)
5. Report on compliance assessment (sufficiency) of the generating facilities. NEC Ukrenerg. 2020. 122 p.
6. Blinov I.V., Parus Ye.V. Congestion management and minimization of price difference between coupled electricity markets. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 4. Pp. 81-88. (Ukr)
7. ENTSO-e Operation Handbook. Policy 5: Emergency Operations. 20 p.
8. ENTSO-e Operation Handbook. Policy 3: Operational Security. Final Version, 21 p.
9. ENTSO-e Operation Handbook. Appendix 3: Operational Security. Final Version, 41 p.
10. Stognii B., Sopel M. Fundamentals of monitoring process in electroenergy. About the concept of monitoring process. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 1. Pp. 62–69. (Ukr)

11. Stognii B.S., Sopel M.F., Varskyi G.M., Yakovlieva I.V. The systems of the synchronised measurements in electric power industry. Increase of accuracy and metrological maintenance. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2013. Vyp. 35. Pp. 37-47. (Ukr)
12. Butkevych O.F., Pylypenko Y.V., Chyzhevskiy V.V., Elizarov I.O. Phasor measuring of operational condition parameters and identification of low-frequency modes of electromechanical oscillations in the Interconnected Power System of Ukraine. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 6. Pp. 43-54. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.06.043> (Ukr).
13. IEC/TR 63097:2017 Smart grid standardization roadmap. 2017. 315 p.
14. Kyrylenko O.V., Pavlovsky V.V., Steliuk A.O.. Flexible Control of the Export Power Flows by Using DC Link. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2015. No 2. Pp. 64-69. (Ukr).
15. Tuhay Yu.I., Kuchansky V.V., Tuhay I.Yu. The using of controlled devices for the compensation of charging power on EHV power lines in electric networks. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 1. Pp. 53-56. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.01.053> (Ukr).
16. Gonzalez-Longatt F., Steliuk A., Hinojosa V.H. Flexible Automatic Generation Control System for Embedded HVDC Links. IEEE *PowerTech* Conference. Eindhoven, Netherlands, June 29-July 2, 2015. DOI: <https://doi.org/10.1109/PTC.2015.7232555>
17. Kundur P. Power system stability and control. McGraw-Hill, 1994. 1199 p.
18. Machowski J., Bialek J., Bumby J. Power system dynamics. Stability and Control. John Wiley & Sons, 2008. 660 p.
19. Pavlovsky V., Steliuk A., Lenga O., Zaychenko V., Vyshnevskiy M. Frequency stability simulation considering under-frequency load shedding relays, special protection automatics and AGC software models. IEEE *PowerTech* Conference. Manchester, UK, June 18-22, 2017. 17045200. DOI: <https://doi.org/10.1109/PTC.2017.7981043>
20. Pavlovsky V., Steliuk A., Lenga O., Hrechko V. Frequency stability of the bulk isolated power system with high share of renewables and nuclear generation. Chapter in the book: Power systems research and operation. Selected problems. Springer, 2021. 180 p.
21. Kyrylenko O., Pavlovsky V., Steliuk A., Vyshnevskiy M. Simulation of the normal and emergency operation of the interconnected power system of Ukraine for frequency stability study. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2017 No 2. Pp. 57-60. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.057>
22. Kyrylenko O.V., Pavlovsky V.V., Lukianenko L.M., Ushchapovskiy K.V., Zaichenko V.B. On-line redetermination of the total transfer capacity of supervised interfaces. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 2. Pp. 75-84. (Ukr).
23. On Electricity Market: The Law of Ukraine. 13.04.2017. No 2019-VIII. (Ukr).
24. NEURC's Resolution: On Approval of Market Rules. 14.03.2018. No 307. (Ukr).
25. NEURC's Resolution: On Approval of Day Ahead Market and Intraday market. 14.03.2018. No 308. (Ukr).
26. Commission Regulation (EU) 2015/1222 of 24 July 2015 establishing a guideline on capacity allocation and congestion management. Official Journal of the European Union. 2015. Vol. 58. Pp. 24-72.
27. Blinov I., Kyrylenko O., Parus E., Rybina O. Decentralized Market Coupling with Taking Account Power Systems Transmission Network Constraints. *Power Systems Research and Operation. Studies in Systems, Decision and Control*. Vol. 388. Springer, 2022. DOI: [https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1\\_1](https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1_1)
28. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Parus Ye.V., Ivanov H.A. Simulation model of day ahead market with implicit consideration of power systems network constraints. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 60-67. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.060>. (Ukr)
29. ENTSO-e Network Code for Requirements for Grid Connection Applicable to all Generators. ENTSO-e. 2013. 86 p.
30. NEURC Resolution: On Approval of Transmission Network Code. 14.03.2018. No 309. (Ukr)
31. NEURC Resolution: On Approval of Distribution Network Code. 14.03.2018. No 310. (Ukr)
32. NEURC Resolution: On Approval of Commercial Metering Code. 14.03.2018. No 311. (Ukr)
33. Blinov I., Trach I., Parus Y., Khomenko V., Kuchansky V., Shkarupylo V. Evaluation of The Efficiency of The Use of Electricity Storage Systems in The Balancing Group and The Small Distribution System. IEEE 2nd KhPI Week on *Advanced Technology* (KhPIWeek). Kharkiv, Ukraine, September 13-17, 2021. Pp. 262-265. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek53812.2021.9569981>
34. Butkevich O.F., Yuneeva N.T., Gureeva T.M. On the issue of placement of energy storage in the Ukrainian UES. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 6. Pp. 59-64. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.059>. (Ukr)
35. Electrical Energy Storage. White paper. IEC, 2019. 79 p.

Надійшла 07.06.2022  
Остаточний варіант 27.06.2022

## ОБЧИСЛЮВАЛЬНИЙ МЕТОД ВУЗЛОВОЇ ТРАНСФОРМАЦІЇ ПРОЦЕСУ ЦІНОУТВОРЕННЯ НА РИНКУ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

З.Х. Борукаєв<sup>1\*</sup>, докт. техн. наук, В.А. Євдокімов<sup>1\*\*</sup>, канд. наук з держ. упр.,  
К.Б. Остапченко<sup>2\*\*\*</sup>, канд. техн. наук

<sup>1</sup> Інститут проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова НАН України,  
вул. генерала Наумова, 15, Київ, 03164, Україна,  
e-mail: [zelimh1948@gmail.com](mailto:zelimh1948@gmail.com), [ievdokimov40@gmail.com](mailto:ievdokimov40@gmail.com)

<sup>2</sup> НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,  
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,  
e-mail: [okb2003@ukr.net](mailto:okb2003@ukr.net)

*Основна увага у статті приділяється розробці методу вузлової трансформації процесу ціноутворення на ринку електроенергії. Наведено послідовність виконання основних конструктивних етапів його розробки та подальшого використання: опису та формалізації процесу ціноутворення; розробці обчислювальних процедур для побудови імітаційної моделі процесу ціноутворення. Відмінна риса даного методу від відомих та описаних у науковій літературі полягає у безпосередній прив'язці динамічного поточкорозподілу енергії на всіх стадіях технологічного процесу виробництва, передачі та розподілу електричної енергії до економічного поточкорозподілу. Обчислювальні процедури методу реалізуються з використанням дискретно-подійного підходу. Метод призначений для побудови імітаційної моделі процесу ціноутворення на ринку електроенергії, яка поряд із системою моделей короткострокового прогнозування цін на різних сегментах ринку стають ключовими у складі інформаційно-методичного забезпечення мультиагентного середовища взаємодії агентів ринку. Бібл. 13, рис. 2.*

**Ключові слова:** агент, імітаційна модель, метод вузлової трансформації, процес ціноутворення, індекс цін, ринок електричної енергії.

**Вступ.** В роботі [1] розглянуто формулювання задачі побудови мультиагентної імітаційної моделі процесу ціноутворення на ринку електроенергії (ЕЕ) як динамічної системи децентралізованої взаємодії між виробниками, оптовими і роздрібними постачальниками, енерготрейдерами і агрегованими споживачами ЕЕ. Основним призначенням такої системи є дослідження складних процесів багаторівневої організаційної, оперативної-технологічної, економічної та інформаційної взаємодії учасників ринку, яких далі будемо називати агентами, і особливостей їхнього впливу на формування кінцевої ціни для споживача на різних стадіях її зміни, які відбуваються на шляху від безпосереднього виробника – генеруючих компаній – до постачальників роздрібного ринку, кінцевого споживача. В роботі обґрунтовано необхідність створення комп'ютерної інформаційно-моделюючої системи – мультиагентного середовища, де взаємодіє множина агентів, діяльність яких обмежена тільки діючими Правилами ринку [2] і системою технічних обмежень, пов'язаних з необхідністю забезпечення стійкої роботи Об'єднаної електроенергетичної системи (ОЕС).

**Об'єктом дослідження** є процес ціноутворення на ринку ЕЕ.

**Предметом дослідження** є метод вузлової трансформації процесу ціноутворення.

**Метою роботи** є розробка обчислювального методу вузлової трансформації для утворення імітаційної моделі процесу ціноутворення як динамічного процесу формування ціни на ЕЕ в діючій на даний час моделі ринку, і виділеної в роботі [3], в загальній системі організаційного управління ринком у вигляді окремої складної організаційно-технічної системи (СОТС) ціноутворення.

**1. Аналіз проблеми і формулювання задачі.** До складу організаційної структури СОТС ціноутворення включені практично всі основні учасники ринку ЕЕ, які своїми діями під час реалізації функціональних обов'язків відповідно до Правил ринку з метою реалізації своїх інтересів та конкурентних переваг можуть істотно впливати на формування кінцевої ціни на ЕЕ на різних стадіях процесу ціноутворення від виробника до кінцевого споживача.

Неважко побачити, що дану систему необхідно розглядати як складно структуровану багаторівневу територіально та функціонально розподілену систему, що утворюється з множини

---

© Борукаєв З.Х., Євдокімов В.А., Остапченко К.Б., 2022  
ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0003-1290-6451>; \*\* <https://orcid.org/0000-0001-9497-4030>;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-6957-8180>

взаємодіючих підсистем і елементів, та є такою, що знаходиться в розвитку і динамічно змінюється під впливом як внутрішніх, так і зовнішніх факторів, які роблять істотний вплив на процеси ціноутворення, що відбуваються в ній.

Будемо вважати, що всі підсистеми і їхні складові елементи (агенти) мають в своєму складі інформаційно-обчислювальні, телекомунікаційні та інші ресурси, що забезпечують необхідний рівень обміну оперативно-технологічної та комерційної інформацією як між структурними підсистемами і елементами, так і системами рівня ОЕС – SCADA (система диспетчерського управління та збору даних у реальному часі), АСКОЕ (автоматизована система комерційного обліку електроенергії) та інші.

З огляду на ту обставину, що об'єктом дослідження попередніх робіт [1, 3] і теперішньої роботи в кінцевому підсумку є процес формування ціни на електроенергію в СОТС ціноутворення, у даній роботі ставиться завдання розробки обчислювального методу, призначеного для побудови імітаційної моделі індикативного аналізу процесу ціноутворення в інформаційно-моделюючій системі моніторингу та оцінки стійкості стану ринку електроенергії задля вирішення завдань аналізу динаміки процесу ціноутворення на всіх стадіях трансформації енергії і ціни в підсистемах та елементах СОТС.

Дослідженням процесу ціноутворення на ринках ЕЕ у багатьох країнах світу і, зокрема, у тих з них, у яких реалізована десятиліттями раніше, ніж чинна в Україні модель ринку з умовною назвою "Конкуренція на всіх рівнях", як однією з ключових проблем розвитку ринку, присвячено дуже багато робіт. А їхнім оглядам, класифікації застосовуваних нових підходів, у тому числі і мультиагентного, та інших методів аналізу процесів ціноутворення, прогнозу основних показників функціонування ринку – десятки таких робіт.

В роботі [4], яка присвячена аналізу процесів тарифо- та ціноутворення на електроенергію у країнах Європейського союзу (ЄС) та Організації економічного співробітництва та розвитку, стверджується, що і сьогодні немає єдиних правил щодо формування тарифів (цін) на ЕЕ у світовій енергетичній сфері та на внутрішньому ринку країн-членів ЄС, що пов'язано з вимогами раціонального використання енергії та принципами енергоощадності в кожній окремій країні. Складність вирішення проблеми формування тарифів обумовлена тим, що ЕЕ займає проміжне положення між товарами та послугами, тому тарифи на неї є чимось середнім між ціною на товар та тарифами на послуги. Крім того, тарифи, що встановлюються регуляторами ринку, які виконують регуляторну функцію дотримання балансу інтересів продавців та покупців ЕЕ, повинні забезпечувати і функцію розподілу доходів між численними енергетичними компаніями, що здійснюють спільно її виробництво та постачання кінцевому споживачеві.

Саме для дослідження зазначених вище проблем у багатьох наукових центрах, у тому числі й в Україні [5], ведуться роботи зі створення імітаційних моделей функціонування ринку ЕЕ та окремих його сегментів. Детальний огляд та аналіз досить великої кількості літературних джерел, присвячених побудові імітаційних моделей ринку ЕЕ, в рамках даної роботи не є можливим. Огляд таких моделей з описом їхніх можливостей можна знайти в роботах [6-8]. З оглядом мультиагентних моделей такого призначення на ринках ЕЕ можна ознайомитися у [9].

Зупинимося на огляді тих робіт, які найближче примикають до пропонованого в цій роботі підходу до моделювання процесу ціноутворення. Так у роботі [10] розглянуто дуже важливе питання моделювання процесів тарифо- і ціноутворення на роздрібному ринку та на основі результатів моделювання наведено рекомендації щодо розрахунків тарифів для споживачів та окремих елементів структури системи передачі ЕЕ.

Роботу [11] присвячено створенню гібридної моделі ринку, яка поєднує метод математичної оптимізації і об'єктно-орієнтований підхід та використовується для вивчення поведінки операторів блоків електростанцій Німецької енергосистеми в умовах діючих механізмів функціонування ринку і зростанням кількості генеруючих об'єктів, що використовують відновлювані джерела енергії (ВДЕ). Наведені результати показують можливі зміни ринкових цін у разі використання різних сценаріїв розвитку подій.

Очевидно, що основою для побудови системи формування таких цін і тарифів, які дозволяють одночасно з максимально можливим урахуванням інтересів усіх учасників процесу виробництва, транспорту енергії при розподілі доходів від продажу ЕЕ та спроможність покупців кінцевих споживачів сплачувати енергію, може стати система безперервного відстеження динаміки процесу ціноутворення від виробника до споживача. Розробці обчислювального методу вузлової

трансформації потоків (обсягів) енергії і цін на неї для побудови такої системи присвячено цю статтю.

Основною ідеєю для розробки методу стала детально розглянута в монографії [12] у главі 5 ідея застосування локалізованого (вузлового) ціноутворення для аналізу динаміки змін ціни в мережах передачі ЕЕ і узагальнена для випадку аналізу динаміки зміни ціни у всьому ланцюгу фізичного потокорозподілу. Відмінна риса пропонованого в даній роботі методу полягає в тому, що він дає можливість відобразити реально існуючий взаємозв'язок динамічних процесів потокорозподілу ЕЕ і ціноутворення з необхідною дискретністю часу. В його основі лежить оригінальний спосіб декомпозиції подання ціноутворення в СОТС у вигляді сукупності взаємопов'язаних підсистем фізичного і економічного потокорозподілу, які складаються з різних за кількісним складом множин елементарних вузлів, утворюваних з вузлових точок трансформації енергії, та які одночасно стають локальними вузлами ціноутворення, оскільки саме в них відбувається зміна (трансформація) ціни під впливом внутрішніх та зовнішніх факторів.

**2. Етапи процесу ціноутворення.** Розробка методу вузлової трансформації процесу ціноутворення і подальше його застосування в СОТС включає послідовність виконання основних конструктивних етапів.

Першим з них є опис процесу ціноутворення, основним призначення якого є його застосування у процесі створення адекватної імітаційної моделі досліджуваного процесу ціноутворення. А для побудови моделі, як відомо, важливим етапом є аналіз об'єкта дослідження предметної області моделювання, виділення найбільш істотних і відмітних особливостей динаміки процесу, його структуроване уявлення у вигляді взаємопов'язаних певним чином частин – підсистем, кожна з яких має свої чітко виражені особливості впливу на об'єкт, та визначення факторів впливу на об'єкт.

Очевидно, що досліджуваний процес не може розглядатися у відриві від технологічного процесу виробництва продукції, яка випускається. У нашому випадку такою продукцією є ЕЕ, в процесі виробництва і доставки її кінцевому споживачеві одночасно беруть участь тисячі енергетичних компаній, які забезпечують виробництво, транспорт ЕЕ по високовольтних лініях електропередачі, диспетчеризацію виробництва і споживання енергії з метою виконання досить жорстких вимог до стійкості режимів функціонування ОЕС і випуску продукції необхідної якості, розподілу і збуту ЕЕ кінцевому споживачу. Відмітна особливість взаємодії агентів ринку ЕЕ від взаємодії агентів на ринках інших видів продукції полягає в тому, що технологічно електроенергетична галузь є цілісною єдиною системою виробництва і споживання ЕЕ, яка пов'язана з безперервним і нерозривним (миттєвим) характером виробництва, передачі, розподілу й споживання, з продукцією виробництва, яку на даний час можна вважати такою, що не накопичується, територіальним характером споживання ЕЕ, обмеженими можливостями маневрування ресурсами виробництва продукції через неможливість їхнього миттєвого запуску або зупинки, обмеженими можливостями міжсистемних перетоків потужності у вузлах ОЕС, неминучими втратами під час передачі ЕЕ, наявністю єдиних транспортних магістралей та об'єктивно необхідним режимом централізованого диспетчерського управління завантаженням всіх генеруючих блоків електростанцій, пов'язаних паралельною роботою в ОЕС [13].

Другим етапом є побудова імітаційної моделі процесу ціноутворення, яка полягає у описі впливу зовнішнього середовища на процеси, що відбуваються в електроенергетиці. У тому числі і ті, що набирають масштабний характер у розвитку електроенергетики в багатьох країнах світу. А саме процеси, які пов'язані з декарбонізацією виробництва ЕЕ, децентралізацією процесів управління і з цифровізацією технологічних процесів під час виробництва, передачі та споживання ЕЕ.

Опис такої системи ціноутворення, в якій повною мірою враховуються всі зовнішні (екзогенні) і внутрішні (ендогенні) фактори, що роблять певний вплив на процеси ціноутворення, є досить важким завданням. Тому на даному етапі дослідження приймемо допущення про те, що вплив основних зовнішніх факторів на процес ціноутворення і пов'язаних з виконанням вимог екологічного та соціального характеру, враховуються Регулятором ринку шляхом застосування відповідних регуляторних механізмів і знаходять відображення при встановленні тарифів на оплату ЕЕ для різних груп споживачів на заключному етапі процесу ціноутворення.

Тому в подальшому будемо розглядати процес ціноутворення нерозривно пов'язаним з технологічними стадіями процесу виробництва ЕЕ і доставки її кінцевому споживачеві. Таких стадій, що відображають функціональну структуру електроенергетики, в різних літературних джерелах

виділяють декілька: генерація енергії високої напруги; диспетчеризація генерації високої напруги; передача енергії по високовольтних лініях передач високого (110-220 кВ), надвисокого класу (>220 кВ); диспетчеризація перетоків електроенергії у вузлах ОЕС в умовах обмежень перетоків потужності; надання системних послуг; генерація низької напруги; розподіл ЕЕ по мережах середнього класу (до 35 кВ) диференційованим в залежності від напруги і доставки постачальникам; збут роздрібним споживачам. На основі такого функціонального уявлення можна вибудувати ланцюжок вузлів, в яких відбувається не тільки трансформація енергії та її поточкорозподіл, але й перехід права власності на продукцію і зміна її ціни. Надалі ці вузли будемо називати елементарними вузлами перетворення (трансформації) ціни на ЕЕ у єдиній СОТС ціноутворення, а сам процес трансформації ціни економічним поточкорозподілом.

Представляючи потік енергії від виробника до споживача як послідовне проходження сукупності стадій трансформації енергії, приходимо до ланцюжка вузлів трансформації ціни на ЕЕ. Природно, що величина зміни ціни в цих елементарних вузлах безумовно залежить від обсягу ЕЕ, яка пройшла через нього, і від тарифу встановленого Регулятором ринку для цієї категорії послуг Оператору ринку, Операторів системи розподілу і Оператору системи передачі.

**3. Формалізація процесу ціноутворення.** Розглянутий процес ціноутворення в СОТС в результаті взаємопов'язаної взаємодії функціональних підсистем формує потоки децентралізованого організаційного (потік регуляторних впливів), технологічного (потік енергії) та інформаційного (потік показників стану ринку і зовнішнього середовища) управління, які забезпечують функціонування процесу динамічного ціноутворення.

Фактори впливу на процес ціноутворення, які не піддаються кількісній оцінці ступеня впливу на процес ціноутворення, фактично стають факторами ризику. В літературі виділяють наступні класифікаційні групи ризиків: ринкові; виробничі, комерційні, природні, політичні, юридичні, екологічні, фінансові, маркетингові, технічні, посередницькі, банківські, страхові та ін.

Зокрема, для генеруючих компаній як основні визначено такі групи: фінансові (неплатежі покупців, кредитні); регуляторні (тарифи, обмеження зростання цін); ринкові (зниження попиту на ЕЕ, зміни цін на використовувані ресурси). Основними найбільш істотними ризиками є: ризик зміни законодавства в частині регулювання електроенергетики; ринковий ризик попиту на енергію; ринковий ризик зміни цін на енергетичну сировину; експлуатаційно-технологічний ризик.

Системний аналіз процесів такого класу складності передбачає декомпозицію досліджуваного процесу та його подання у вигляді сукупності взаємопов'язаних складних підсистем і їхніх складових елементів. У нашому випадку пропонується виділити три підсистеми для стадій трансформації, які умовно назвемо "Товар", "Послуга", "Продукт" та які охоплюють діяльність основних функціональних структур управління ринком ЕЕ на різних стадіях процесу ціноутворення.

Ці структури: організаційного (регуляторного) управління ціноутворенням на оптовому та роздрібному ринках – Регулятор ринку; оперативного-технологічного управління ціноутворенням – виробництвом, передачею та розподілом електроенергії – Оператор системи передачі; організаційного (адміністративного) управління ціноутворенням на сегментах оптового ринку – Оператор ринку; організаційного управління учасників оптового та роздрібною ринків. У подальшому елементи підсистем (сегменти ринку) називатимемо елементарними вузлами, а складові їхньої компоненти (окремі енергетичні компанії-виробники, постачальники, транспортери ЕЕ) – вузловими точками.

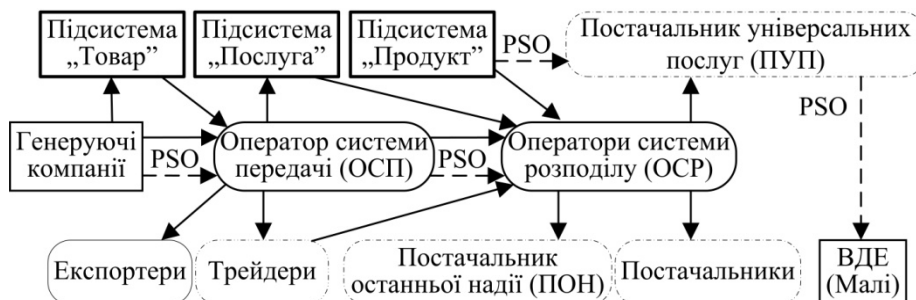


Рис. 1

Виділені підсистеми вузлів трансформації (перетворення) ціни на ЕЕ формуються з елементарних вузлів і вузлових точок. Спрощену схему ланцюга трансформації ціни зображено на рис. 1.

Підсистему елементарних вузлів, яку умовно названо "Товар"(Оптовий ринок), утворюють сегменти оптового ринку: ринок



двосторонніх договорів (РДД); ринок на добу наперед (РДН); внутрішньодобовий ринок (ВДР); балансуєчий ринок (БР). Підсистему елементарних вузлів, яку умовно названо "Послуга", утворюють вузли: ринок допоміжних послуг (РДП); гарантований покупець (ГарПОК); оператор системи розподілу (ОСР); оператор системи передачі (ОСП). Підсистему елементарних вузлів, яку умовно названо "Продукт" (Роздрібний ринок), утворюють вузли: постачальник універсальних послуг (ПУП), "Енергозбутові компанії" (Постачальники); постачальник останньої надії (ПОН); відновлювані джерела енергії (ВДЕ); "Споживачі".

**4. Обчислювальні процедури динаміки ціноутворення.** Наступним кроком застосування методу є розробка його обчислювальних процедур, які нададуть можливості побудувати імітаційну модель процесу ціноутворення. Процес цінової трансформації відбувається у часі, породжуючи стадії трансформації, та розповсюджується у просторі агентів трансформації, поділених на рівні їх декомпозиції – підсистем, елементарних вузлів, вузлових точок.

Введемо наступні позначення

$$\varphi^{p,k}(t) = \varphi^{p,k}(v^{p,k}(t), z^{p,k}(t), X^{p,k}),$$

де  $\varphi^{p,k}(t)$  – функція цінової трансформації на часовому інтервалі  $t$ , яка визначає такі змінні – обсягу  $v^{p,k}(t)$  і ціни  $z^{p,k}(t)$  ЕЕ за її одиницю та  $X = \bigcup_{p,k} X^{p,k}, X^{p,k} = \{x_l^{p,k}(t) | l=1,2,\dots,L\}$  – множина

формалізованих залежностей зміни динаміки зовнішніх факторів (змінних), перелік яких наведено вище та вплив яких враховується при трансформації ціни у вузлі  $k$  підсистеми  $p$  на даному часовому інтервалі;  $p=1,2,3$  – номер підсистеми;  $k=1,2,\dots,K^p$  – номер елементарного вузла трансформації ціни в підсистемі  $p$ . Природно припустити, що в кожному елементарному вузлі вплив зовнішніх чинників, які є екзогенними входними змінними величинами, має свої особливості впливу на динаміку зміни основних внутрішніх змінних величин – обсягу виробленого продукту і його ціни за одиницю товару.

Початком процесу ціноутворення будемо вважати добу визначення акцептованих цін на аукціонах відповідних сегментів оптового ринку – РДД, РДН, ВДР. При розрахунковому періоді в одну годину всі функціональні залежності як функції часу можуть бути представлені дискретними значеннями відповідного часового інтервалу – номеру доби з початку місяця  $i=1,2,\dots,I$  і номеру години доби  $j=1,2,\dots,24$

$$v^{p,k}(t) = (v_{i,j}^{p,k} | i = \overline{1, I}, j = \overline{1, 24}),$$

$$z^{p,k}(t) = (z_{i,j}^{p,k} | i = \overline{1, I}, j = \overline{1, 24}), \varphi^{p,k}(t) = \left( \varphi_{i,j}^{p,k} \left| \begin{array}{l} \varphi_{i,j}^{p,k} = \varphi^{p,k} \left( v_{i,j}^{p,k}, z_{i,j}^{p,k}, \{x_l^{p,k} | l = \overline{1, L}\} \right) \\ i = \overline{1, I}, j = \overline{1, 24} \end{array} \right. \right).$$

На першому етапі обчислювального процесу – визначенні початкових вихідних даних – будемо вважати, що врахування впливу зовнішніх чинників у елементарних вузлах першої підсистеми "Товар" ( $p=1$ ) здійснюється учасниками вказаних сегментів оптового ринку у вигляді заявок на участь в аукціонах купівлі-продажу ЕЕ, системних послуг і т.ін. Це фактично означає, що на вхід першої підсистеми вузлів надходять початкові умови  $\varphi_{i,j}^{0,k} = \varphi^{0,k}(v_{i,j}^{0,k}, z_{i,j}^{0,k})$ , які складаються з акцептованих на сегментах ринків РДН, ВДР в результаті проведеного аукціону, значення обсягів енергії та цін за одиницю товару, а також обсяги та ціни імпортованої енергії на сегменті РДД. Цю множину даних можна вважати вихідними даними планового економічного поточкорозподілу на  $i$ -у добу місяця.

Далі на другому етапі в елементарних вузлах  $k$  відбувається трансформація цих даних як результат внутрішніх виробничо-технологічних, оперативно-технологічних організаційних процесів в енергосистемі, стан яких характеризується певним набором інформативних показників – ендогенних змінних стану ОЕС, а також застосування Регуляторних механізмів, передбачених Правилами ринку. Тобто від 0 годин починається процес погодинного обліку в АСКОЕ фактичного поточкорозподілу виробленої ЕЕ в мережах системи електропередачі та її споживання кінцевими споживачами протягом  $i$ -ї доби.

В результаті маємо, що

$$\varphi^{1,k}(v_{i,j}^{1,k}, z_{i,j}^{1,k}, X^{1,k}) = F^1(v_{i,j}^{0,k}, z_{i,j}^{0,k}, X^{1,k}), k = 1, 2, \dots, K^1,$$

де  $F^1(v_{i,j}^{0,k}, z_{i,j}^{0,k}, X^{1,k})$  – композиція впливу певної кількості функцій з множини  $X$  (наприклад, зростання попиту, зміна погодних умов, використання резервів потужності тощо) та алгоритмів Правил ринку, які можуть змінити вхідні величини за рахунок зміни обсягових показників і цінових змінних. Відбувається зміна ціни на величину витрат інфраструктури, що забезпечує функціонування сегментів ринку – елементарних вузлів.

Тобто зміна ціни визначається виразом

$$z_{i,j}^{1,k} = z_{i,j}^{0,k} + Z_{i,j}^{INF,1,k},$$

де  $Z_{i,j}^{INF,1,k}$  – питомі витрати вузла  $k$  першої підсистеми на елемент інфраструктури  $INF$ . Очевидно, що економічний поточкорозподіл ЕЕ, що здійснюється відповідно до результатів торгів на відповідних торгових майданчиках, передбачає її виробництво у необхідних обсягах за визначеними цінами. При цьому природно здійснюються необхідні витрати в кожному елементарному вузлі першої підсистеми в залежності від обсягу енергії, що виробляється. Це призводить до зміни як обсягів, так і ціни за одиницю продукції вузлах.

Позначимо через  $\Delta^{p,k}(t) = \Delta^{p,k}(\varphi^{p,k}(t))$  функцію, що виражає закономірність зміни обсягу енергії та ціни в елементарному вузлі. Тоді для вузлів першої підсистеми отримаємо функції зміни обсягів виробленої енергії та цін на неї наступного виду:

$$\Delta^{1,k}(t) = \varphi^{1,k}(t) - \varphi^{0,k}(t).$$

Таким чином, на вхід наступної другої підсистеми елементарних вузлів, що забезпечує диспетчерське управління поточкорозподілом та транспорт енергії від шин електростанцій до розподільчих мереж, подається сукупний обсяг енергії, утворений на виході першої підсистеми  $\varphi^{1,1}(v_{i,j}^{1,1}, z_{i,j}^{1,1}), \varphi^{1,2}(v_{i,j}^{1,2}, z_{i,j}^{1,2}), \dots, \varphi^{1,K^1}(v_{i,j}^{1,K^1}, z_{i,j}^{1,K^1})$ . В результаті на виході цієї підсистеми маємо, аналогічно першому перетворенню, результат комплексного впливу зовнішніх і внутрішніх факторів на технологічний процес транспорту енергії високовольними лініями електропередачі, диспетчерське управління, в умовах жорстких обмежень в точках перетікання потужності та необхідність виконання критерію забезпечення мінімуму витрат на передачу енергії, що матиме наступного вигляду:

$$\varphi^{2,k}(v_{i,j}^{2,k}, z_{i,j}^{2,k}, X^{2,k}) = F^2(v_{i,j}^{1,k}, z_{i,j}^{1,k}, X^{2,k}), k = 1, 2, \dots, K^2.$$

Таким чином, друге збільшення ціни в елементарних вузлах другої підсистеми визначається виразом

$$\Delta^{2,k}(t) = \varphi^{2,k}(t) - \varphi^{1,k}(t).$$

При цьому дуже важливою вимогою залишається дотримання балансу обсягів у момент переходу з однієї підсистеми в іншу, не дивлячись на трансформацію ціни та на те, що погодинні обсяги енергії прив'язані до погодинних цін. Крім того, обсяги енергії, закуплені постачальниками на оптовому ринку, призначені для передачі підсистемою вузлів "Послуга", фактично набуває адресного характеру, оскільки відправниками товару на адресу одного постачальника чи експортера можуть виявитися всі елементарні вузли, сегменти оптового ринку, першої підсистеми "Товар".

Аналогічно можуть бути отримані вирази для  $\varphi^{3,k}(v_{i,j}^{3,k}, z_{i,j}^{3,k}, X^{3,k})$  і  $\Delta^{3,k}(t)$  при переході від другої підсистеми до третьої.

Далі позначимо через  $\tilde{V}_i^1 = \sum_{j=1}^{24} \sum_{k=1}^{K^1} v_{i,j}^{1,k}$  сумарний обсяг енергії, що пройшов через першу підсистему вузлів за добу, а через  $\tilde{Z}_{i,j}^1 = \frac{1}{K^1} \sum_{k=1}^{K^1} z_{i,j}^{1,k}$  – середню ціну, що склалася у вузлах кожну годину  $j$  доби у першій підсистемі.

Тоді індексом ціни першої підсистеми будемо називати середньодобову ціну  $\tilde{Z}_i^1 = \frac{1}{24} \sum_{j=1}^{24} \sum_{k=1}^{K^1} z_{i,j}^{1,k}$  або середньозважену добову ціну  $\tilde{Z}_i^1 = \frac{1}{\tilde{V}_i^1} \sum_{j=1}^{24} \sum_{k=1}^{K^1} z_{i,j}^{1,k} \times v_{i,j}^{1,k}$ , яка формується в першій підсистемі.

Враховуючи те, що Оператор системи передачі компенсує втрати енергії у високовольтних лініях передач, вважатимемо, що обсяг енергії після її трансформації у другій підсистемі залишається незмінним. Можливі відхилення обсягів енергії від акцептованих через зміни погодних ситуацій чи виникнення аварійних ситуацій у цій роботі не розглядаються. Тоді будемо мати, що  $\tilde{V}_i^2 = \tilde{V}_i^1$ .

Відмінна особливість трансформації ціни у другій підсистемі вузлів полягає в тому, що вона залежить лише від обсягу переданої енергії. А множину елементарних вузлів утворюють центри системних послуг, які забезпечують її передачу. Тому зміни цін відбуваються у зв'язку з необхідністю обліку витрат, понесених у кожному елементарному вузлі. Технічних складнощів розрахунок вузлового розподілу витрат не становить.

Прийmemo далі, що:

а) витрати на послугу з диспетчерського керування з урахуванням витрат інфраструктури розраховуються за тарифом  $T^{DU}$  за формулою

$$z_{i,j}^{DU,2,1}(v_{i,j}^{1,k}) = T^{DU} \times v_{i,j}^{1,k};$$

б) витрати на послуги з передачі ЕЕ з урахуванням витрат інфраструктури на виконання спеціальних обов'язків для забезпечення загальносуспільних інтересів (PSO), на покриття витрат з купівлі Е/Е для компенсації втрат розраховуються за тарифом  $T^{PE}$  за формулою

$$z_{i,j}^{PE,2,1}(v_{i,j}^{1,k}) = T^{PE} \times v_{i,j}^{1,k};$$

в) покриття витрат на надання допоміжних системних послуг розраховуються за тарифом  $T^{DP}$  за формулою

$$z_{i,j}^{DP,2,1}(v_{i,j}^{1,k}) = T^{DP} \times v_{i,j}^{1,k}.$$

Витрати на допоміжні системні послуги вимагають більшої деталізації через зростання частки ВДЕ у загальному обсязі виробництва ЕЕ. Ця обставина буде врахована за наявності необхідних для розрахунку погодинних вихідних даних.

Тоді для визначення величини збільшення ціни у вузлах другої підсистеми отримаємо

$$z_{i,j}^{2,k} = z_{i,j}^{1,k} + T^{DU} \times v_{i,j}^{1,k} + T^{PE} \times v_{i,j}^{1,k} + T^{DP} \times v_{i,j}^{1,k}.$$

На основі цих даних визначимо індекс ціни другої підсистеми як середньодобову ціну  $\tilde{Z}_i^2 = \frac{1}{24} \sum_{j=1}^{24} \sum_{k=1}^{K^2} z_{i,j}^{2,k}$  або як середньозважену добову ціну  $\tilde{Z}_i^2 = \frac{1}{\tilde{V}_i^2} \sum_{j=1}^{24} \sum_{k=1}^{K^2} z_{i,j}^{2,k} \times v_{i,j}^{2,k}$ .

Подальший поточкорозподіл енергії здійснюється в третій підсистемі "Продукт", елементарні вузли якої забезпечують функціонування роздрібного ринку. Будемо також вважати, що у цих вузлах обсяг закупленої ЕЕ компаніями ПУП на оптовому ринку не змінюється. Проте, через необхідність урахування також впливу зовнішніх і внутрішніх факторів у кожному вузлі можуть відбуватися зміни ціни. Крім того на формування ціни може впливати певна кількість регіональних особливостей, пов'язаних з віддаленістю від генеруючих потужностей та їхнім типом, обсягом попиту і пропозиції, енергоємністю, структурою і динамікою споживання у різні сезонні періоди року, а також розвиток ВДЕ, які підключені до регіональних розподільних мереж. Тому, як і раніше, загальний вираз трансформації цін у третій підсистемі матиме вигляд

$$\varphi^{3,k}(v_{i,j}^{3,k}, z_{i,j}^{3,k}, X^{3,k}) = F^3(v_{i,j}^{2,k}, z_{i,j}^{2,k}, X^{3,k}), k = 1, 2, \dots, K^3.$$

Але у підсистемі "Продукт" зміна ціни на ЕЕ проходить дві стадії. Перша пов'язана з її передачею розподільними електромережами компаніями ОСР, а друга – з компаніями ПУП та іншими постачальниками, які здійснюють збут ЕЕ кінцевим споживачам – населенню та іншим суб'єктам господарювання. Крім того, в цій підсистемі може відбуватися в деякій частині вузлів і зміна вхідних показників обсягів споживання за рахунок купівлі/продажу енергії на сегменті БР або у ПОН, а також і вхідних цін. Тому формальний опис процесу ціноутворення у цій підсистемі відрізняється від опису попередніх підсистем.

Введемо додаткові позначення:

а)  $z_{i,j}^{OSR,3,k}$ ,  $z_{i,j}^{PUP,3,k}$  – ціни за розподіл купованої енергії у ОСР і ПУП;

б)  $v_{i,j}^{BR,3,k}$ ,  $v_{i,j}^{PON,3,k}$ ,  $v_{i,j}^{VDE,3,k}$  – додаткові обсяги купованої енергії відповідно у ПУП на БР, у ПОН та у ВДЕ;

в)  $z_{i,j}^{BR,3,k}$ ,  $z_{i,j}^{PON,3,k}$ ,  $z_{i,j}^{VDE,3,k}$  – ціни за одиницю додаткового обсягу енергії відповідно від БР, ПОН і ВДЕ.

Тоді отримаємо, що

$$v_{i,j}^{3,k} = v_{i,j}^{2,k} + v_{i,j}^{BR,3,k} + v_{i,j}^{PON,3,k} + v_{i,j}^{VDE,3,k},$$

$$\tilde{V}_i^3 = \tilde{V}_i^2 + \sum_{j=1}^{24} \sum_{k=1}^{K^3} (v_{i,j}^{BR,3,k} + v_{i,j}^{PON,3,k} + v_{i,j}^{VDE,3,k}).$$

Ці дані надходять на вхід компанії ОСР третьої підсистеми. На основі цих даних формуються вихідні ціни ПУП для кінцевих споживачів. Таким чином для вихідних цін будемо мати вираз

$$z_{i,j}^{3,k} = z_{i,j}^{2,k} + z_{i,j}^{BR,3,k} + z_{i,j}^{PON,3,k} + z_{i,j}^{VDE,3,k} + z_{i,j}^{OSR,3,k} + z_{i,j}^{PUP,3,k}.$$

Тоді індекс ціни третьої підсистеми визначається як середньодобова  $\tilde{Z}_i^3 = \frac{1}{24} \sum_{j=1}^{24} \sum_{k=1}^{K^3} z_{i,j}^{3,k}$  або

середньозважена добова  $\tilde{Z}_i^3 = \frac{1}{\tilde{V}_i^3} \sum_{j=1}^{24} \sum_{k=1}^{K^3} z_{i,j}^{3,k} \times v_{i,j}^{3,k}$ .

**5. Обговорення результатів.** Очевидно, що наведена формалізація процесу ціноутворення шляхом його декомпозиції та подання у вигляді трьох взаємопов'язаних підсистем економічного потокорозподілу, прив'язаних до фактичного адресного розподілу виробленої ЕЕ в мережах електропередачі не є єдиною можливою. Необхідно також зазначити, що для обліку всіх особливостей процесу ціноутворення з урахуванням впливу на нього зовнішніх факторів знадобиться більша деталізація виділених стадій трансформації ціни. Але навіть таке її уявлення не дає можливості аналітичного розв'язання задачі без знання нелінійних залежностей  $F^1, F^2, F^3$ , вихідними даними для яких можуть бути не тільки кількісні, але й слабо формалізовані якісні дані.

Тому основним призначенням методу вузлової трансформації є побудова імітаційної (алгоритмічної) моделі процесу ціноутворення (спрощену схему наведено на рис. 2) на основі максимального наближення економічного потокорозподілу до фізичного розподілу ЕЕ у ланцюзі "виробник–транспортувальник–споживач" та використання її для створення мультиагентного середовища комп'ютерної науково-практичної інформаційно-моделюючої системи, агентами-користувачами якої можуть бути як людино-машинні комплекси елементарних вузлів, вузлових точок, так і комп'ютерні засоби науковців та студентів.

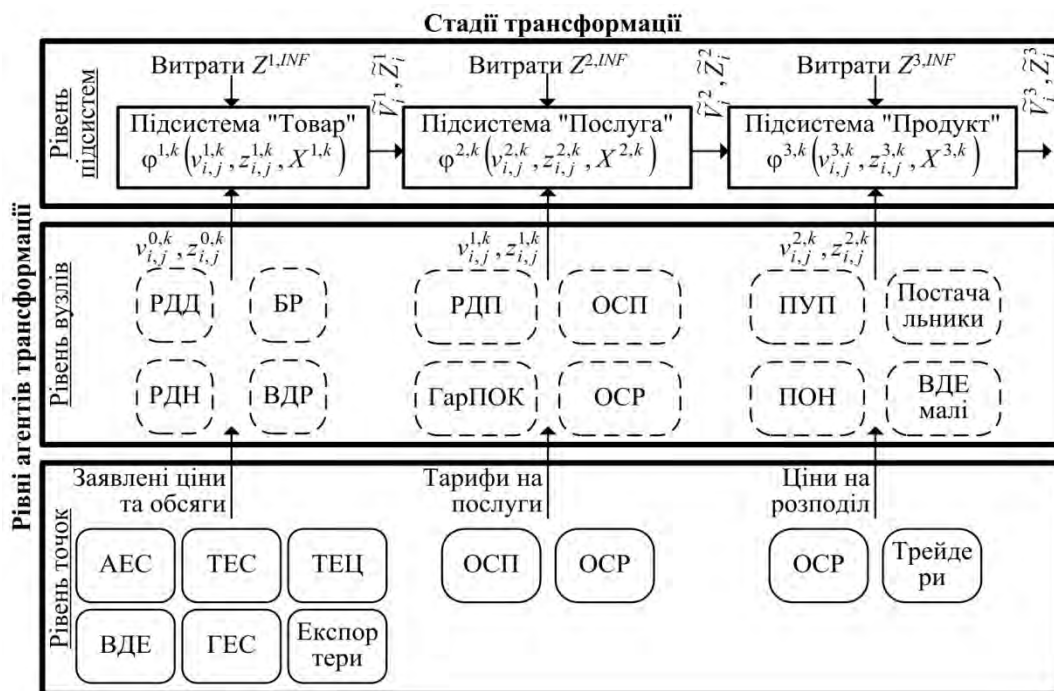


Рис. 2

**Висновки.** Наукова новизна представлених у роботі результатів складається у тому, що запропоновано обчислювальний метод вузлової трансформації процесу ціноутворення на ринку ЕЕ, призначений для побудови імітаційної (алгоритмічної) моделі процесу ціноутворення. Його відмінність визначається способом декомпозиції СОТС ціноутворення, який базується на реально взаємопов'язаних процесах фізичного поточкорозподілу енергії та економічного поточкорозподілу. Обчислювальні процедури визначення індексів, що відображають динаміку зміни цін та обсягів ЕЕ у підсистемах, елементарних вузлах та вузлових точках, дають змогу створити нову імітаційну модель ціноутворення з багаторівневою системою часових рядів цінних індексів, яка у свою чергу дозволить побудувати систему моніторингу та індикаторного аналізу стану ринку ЕЕ, а також проведення розрахунково-експериментальних досліджень з прогнозування та оцінки впливу на ціноутворення динамічних процесів зміни як внутрішніх, так і зовнішніх факторів.

Практичне значення результатів полягає в тому, що застосування методу для побудови імітаційних моделей процесів ціноутворення дозволяє підвищити прозорість функціонування ринку, виявляти не типові відхилення в динаміці зміни цін у вузлах і точках ціноутворення, своєчасно коригувати регуляторні механізми для їхнього усунення і відслідковувати наслідки прийнятих рішень. Неважко побачити і його можливе застосування для побудови імітаційних моделей СОТС ціноутворення на ринку газу, регіональних ринках теплової енергії та інших енергоринків.

1. Мохор В.В., Євдокімов В.А. Створення мультиагентної імітаційної моделі процесів ціноутворення на ринку електроенергії. *Електронне моделювання*. 2020. Том 42. № 6. С. 3-17. DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.42.06.003>
2. Про затвердження Правил ринку: Постанова НКРЕКП від 14.03.2018р. № 307. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0307874-18/page#Text> (дата звернення 24.04.2021).
3. Євдокімов В. А. Формулювання задачі побудови мультиагентної імітаційної моделі процесів ціноутворення на ринку електроенергії. *Електронне моделювання*. 2021. Том 43. № 3. С. 47-63. DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.43.03.047>
4. Аналіз тарифо- та ціноутворення на електроенергію у країнах ЄС та ОЕСР. Системи стимулюючого тарифоутворення: Державне підприємство «Національна енергетична компанія «Укренерго». URL: [https://ua.energy/wp-content/uploads/2018/10/3.-Taryfo\\_tsinoutv\\_elektroen.pdf](https://ua.energy/wp-content/uploads/2018/10/3.-Taryfo_tsinoutv_elektroen.pdf) (дата звернення 30.09.2018).
5. Кириленко О.В., Блінов І.В., Парус Є.В., Іванов Г.А. Імітаційна модель ринку електричної енергії «на добу наперед» з неявним урахуванням мережевих обмежень енергетичних систем. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 5. С. 60-67. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.060>
6. Саух С.Е. Методология и методы математического моделирования энергетики в рыночных условиях. *Електронне моделювання*. 2018. Том 40. № 3. С. 3-32. DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.40.03.003>
7. Блінов І.В. Теоретичні та практичні засади функціонування конкурентного ринку електроенергії. К.: Наукова думка, 2015. 216 с.
8. Остапченко К.Б., Лісовиченко О.І., Євдокімов В.А., Борукаєв З.Х. Створення інформаційно-моделюючої системи аналізу процесів ціноутворення на ринку електричної енергії. *Електронне моделювання*. 2021. Том 43. № 4. С. 51-68. DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.43.04.051>
9. Shinde P., Amelin M. Agent-Based Models in Electricity Markets: A Literature Review. IEEE Conference Proceedings *Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia)*. Chengdu, China, May 21-24, 2019. Pp. 3026-3031. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISGT-Asia.2019.8880889>
10. Куцан Ю.Г., Блінов І.В., Іванов Г.А. Моделювання тарифо- та ціноутворення на роздрібному ринку електричної енергії України в нових умовах функціонування. *Електронне моделювання*. 2017. Том 39. № 5. С. 71-80. DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.39.05.071>
11. Oprea S., Bara A., Preotescu D., Bologa R., Coroianu L. A Trading Simulator Model for the Wholesale Electricity Market. *IEEE Access*. 2020. Vol. 8. Pp. 184210-184230. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3029291>
12. Стофт С. Экономика энергосистем. Введение в проектирование рынков электроэнергии. М.: Мир, 2006. 623 с.
13. Вороновский Г.К. Размышления об энергетике: судьбы и события, наблюдения и комментарии. *Избранные труды: в 5-ти томах*. Том 1. Харьков: Институт системных исследований в энергетике, 2003. 260 с.

## COMPUTATIONAL METHOD OF NODAL TRANSFORMATION OF THE PRICING PROCESS IN THE ELECTRICITY MARKET

Z.Kh. Borukaiev<sup>1</sup>, V.A. Evdokimov<sup>1</sup>, K.B. Ostapchenko<sup>2</sup>

<sup>1</sup> G.E. Pukhov Institute for Modelling in Energy Engineering National Academy of Sciences of Ukraine, General Naumov Str., 15, Kyiv, 03164, Ukraine, e-mail: [zelimh1948@gmail.com](mailto:zelimh1948@gmail.com), [ievdokimov40@gmail.com](mailto:ievdokimov40@gmail.com).

<sup>2</sup> National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Peremohy Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: [okb2003@ukr.net](mailto:okb2003@ukr.net).

*The main attention in the article is given to the development of the method of nodal transformation of the pricing process in the electricity market. The sequence of implementation of the main constructive stages of its development and further use is given, such as: descriptions of the pricing process; formalization of the pricing process; development of computational procedures for building a simulation model of the pricing process. A distinctive feature of this method from the known and described in the scientific literature is the direct connection of the dynamic energy flow at all stages of the technological process of production, transmission and distribution of electricity with the economic flow. The computational procedures of the method are implemented using the discrete-event approach. The method is designed to build a simulation model of the pricing process in the electricity market, which along with a system of short-term price forecasting models in different market segments, becomes the key in the information and methodological support of multi-agent environment for the market agents interaction. References 13, figures 2.*

**Keywords:** agent, simulation model, nodal transformation method, pricing process, price index, electricity market.

1. Mokhor V.V., Evdokimov V.A. Creation of a multi-agent simulation model of pricing processes in the electricity market. *Elektronne modelivannia*. 2020. Vol. 42. No 6. Pp. 3-17. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.42.06.003>
2. On approval of the Market Rules: Resolution of the National Commission for Regulation of Economic Competition 14.03.2018 No 307. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0307874-18/page#Text> (accessed at 24.04.2021). (Ukr).
3. Evdokimov V.A. Formulation of the problem of building a multi-agent simulation model of pricing processes in the electricity market. *Elektronne modelivannia*. 2021. Vol. 43. No 3. Pp. 47-63. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.43.03.047>
4. Analysis of electricity tariffs and pricing in the EU and OECD countries. Incentive tariff systems: State Enterprise National Energy Company Ukrenergo. URL: [https://ua.energy/wp-content/uploads/2018/10/3-Taryfo\\_tsinoutv\\_elektroen.pdf](https://ua.energy/wp-content/uploads/2018/10/3-Taryfo_tsinoutv_elektroen.pdf) (accessed at 30.09.2018). (Ukr).
5. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Parus Ye.V., Ivanov H.A. Simulation Model of Day Ahead Market with Implicit Consideration of Power Systems Network Constraints. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 60-67. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.060>
6. Saukh S.Ye. Methodology and Methods of Mathematical Modeling of Energy Engineering in Market Conditions. *Elektronne modelivannia*. 2018. Vol. 40. No 3. Pp. 3-32. (Rus). DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.40.03.003>
7. Blinov I.V. Theoretical and practical foundations for the functioning of a competitive electricity market. Kyiv: Naukova dumka, 2015. 216 p. (Ukr).
8. Ostapchenko K.B., Lisovychenko O.I., Evdokimov V.A., Borukaiev Z.Kh. Creation of Information Modeling System for Analysis of Pricing Processes in the Electricity Market. *Elektronne modelivannia*. 2021. Vol. 43. No 4. Pp. 51-68. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.43.04.051>
9. Shinde P., Amelin M. Agent-Based Models in Electricity Markets: A Literature Review. IEEE Conference Proceedings *Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia)*. Chengdu, China, May 21-24, 2019. Pp. 3026-3031. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISGT-Asia.2019.8880889>
10. Kutsan Yu.H., Blinov I.V., Ivanov H.A. Modelling of Tariff and Price Formation on Retain Market of Electrical Energy of Ukraine in New Conditions of its Functioning. *Elektronne modelivannia*. 2017. Vol. 39. No 5. Pp. 71-80. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/emodel.39.05.071>
11. Oprea S., Bara A., Preotescu D., Bologa R., Coroianu L. A Trading Simulator Model for the Wholesale Electricity Market. *IEEE Access*. 2020. Vol. 8. Pp. 184210-184230. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3029291>
12. Stoft S. Power System Economics. Designing Markets for Electricity. Moskva: Mir, 2006. 623 p. (Rus).
13. Voronovsky G.K. Reflections on Energy: Fates and Events, Observations and Comments. *Izbrannye trudy: v 5-ti tomah*. Vol. 1. Kharkov: Institute for Systems Research in Energy, 2003. 260 p. (Rus).

Надійшла 21.05.2022

Остаточний варіант 07.06.2022

## INVESTIGATION OF ENERGY EFFICIENCY OF WATER SUPPLY SYSTEM WHEN POWERED BY AN ALTERNATIVE ENERGY SOURCE

**M.V. Pechenik, S.O. Burian, H.Y. Zemlianukhina, M.V. Pushkar, V.I. Teriaiev**  
National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",  
pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: [annzemlya@gmail.com](mailto:annzemlya@gmail.com)

*The nature of the efficiency change in pump systems powered by an alternative source of electricity in conditions of a given pressure stabilization is investigated. An electromechanical water supply system powered by an alternative energy source using a static compensator (STATCOM) is considered. The observer of energy efficiency of the pump installation based on theory of artificial neural networks, which training occurs on the basis of static characteristics of the unit, is constructed. The results and analysis of investigations of the efficiency level changes during a typical daily cycle of water consumption are shown. References 12, figure 5.*

**Key words:** pump unit; efficiency; pressure stabilization; voltage regulation; induction generator.

**Introduction.** The transition to alternative energy sources allows to obtain electricity economically and environmentally, which is relevant against the background of rising trends in energy prices used in electricity generation. In some areas, it is possible to use only autonomous power generation systems, as laying the power grid is unprofitable and impractical. Such systems are usually performed by combining an electric generator and a drive motor: an internal combustion engine or a wind or hydro turbine.

Control of water supply systems powered by alternative energy sources, such as wind turbines, is carried out using both systems with synchronous and inductions wind turbines [1].

Among modern alternative systems of electricity generation, wind turbines based on induction generators with self-excitation (SEIG) are becoming more common. Stabilization of the SEIG voltage avoids overturning the generator at high load on it. The issue of voltage stabilization is relevant and can be solved in many ways. The most widespread are systems with output regulation using a static compensator (STATCOM) [2] and with an electronic load regulator (ELC) [3].

The process of determining and monitoring the main technological parameters of turbomechanisms is an integral part of their control system. However, the sensors required to transmit information to the system are expensive or difficult to install due to the inherent design of the hydraulic system. Parameters such as pump efficiency cannot be measured directly, only indirect way can be determined using a number of sensors, which increases the cost of the system.

One of the perspective ways to determine the energy efficiency of turbomechanism systems is the use of efficiency observers. Observers are designed on the basis of artificial neural networks, which based on already known measured coordinates, such as pressure and pump performance, allow to estimate the values of other coordinates [4], [5].

On the other hand, the issue of stability of water supply systems is important. The most common solution to this problem is to ensure the stabilization of pressure in the hydraulic network by regulating productivity depending on changes in hydraulic resistance, which is necessary to meet both technological and social requirements.

**The aim of the paper** is to investigate the energy efficiency of a pump unit powered by an induction generator with regulated voltage, in conditions of stabilization of a hydraulic network pressure given level using the theory of artificial neural networks.

**Materials and results of the research.** The research was carried out on the basis of a water supply system powered by a wind turbine when regulating the voltage of the induction generators (IG), in conditions of stabilization of the hydraulic network pressure. The functional diagram of the control system is shown in Fig. 1.

In Fig. 1 the following notations are entered: IG – induction generator; STATCOM – static compensator; FC – frequency converter; IM – induction motor; P – pump unit; NN – pump efficiency observer based on neural network;  $u_1^*$ ,  $u_2^*$  – voltage and pressure references, respectively;  $PU$ ,  $PH$  – voltage and pressure controllers set to PI laws, respectively;  $K_{33U}$ ,  $K_{33H}$  – voltage and pressure feedback coefficients, respectively;  $\omega_1$  – IG rotor angular speed;  $\omega$  – pump velocity;  $T_L$  – load torque on the shaft;  $Q$  – pump productivity;  $H$  – pump pressure;  $\hat{\eta}$  – estimated value of the pump efficiency;  $\omega^*$  – speed reference;  $U_a$ ,  $U_b$ ,  $U_c$  – stator phase voltage;  $U_{abc}$  – given stator phase voltage.

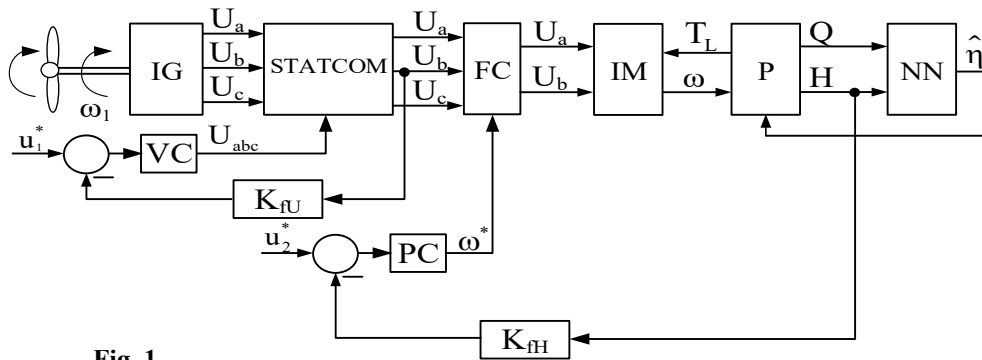


Fig. 1

The investigated system is made with two frequency converters, which makes it possible to place the wind turbine and pump separately from each other to increase the efficiency of the system in selecting the optimal areas for objects [6]. It also allows to introduce an additional source of energy from other types of alternative sources, such as solar energy, which do not require additional control [7].

The induction generator is rotated by a turbine whose velocity is maintained constant. A parallel battery of capacitors connected in a triangle is used for self-excitation of the IG. Capacitor battery, which is part of the static compensator, in such systems is calculated so that the SEIG is self-excited at rated load.

The key control signals of the STATCOM inverter come from the PWM controller, which, depending on the voltage received from the voltage regulator, gives a signal to close these keys. The task of the voltage regulator is to maintain a constant voltage of the SEIG, which in turn makes constant the value of the generated voltage.

The mathematical model of an induction generator in an arbitrary coordinate system is described by the following system of nonlinear differential equations [8]:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_S}{dt} &= U_S - R_S i_S - \omega_e J \Psi_S, \\ \frac{d\Psi_R}{dt} &= -R_R i_R + (p_n \omega_1 - \omega_e) J \Psi_R, \end{aligned} \quad (1)$$

where  $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$ ,  $\Psi_S = [\Psi_{Sd} \quad \Psi_{Sq}]^T$ ,  $\Psi_R = [\Psi_{Rd} \quad \Psi_{Rq}]^T$  are the stator and rotor flux linkage vectors;

$i_S = [i_{Sd} \quad i_{Sq}]^T$ ,  $i_R = [i_{Rd} \quad i_{Rq}]^T$  are the vectors of stator and rotor currents;  $U_S = [U_{Sd} \quad U_{Sq}]^T$  is the stator voltage vector;  $R_S$  and  $R_R$  are the active stator and rotor resistance;  $p_n$  is the number of pole pairs;  $\omega_e$  is the angular velocity of rotation of an arbitrary coordinate system  $d$ - $q$ .

Excitation capacitors with capacitance  $C$  are connected in parallel to the stator windings and in parallel to them – the load due to the hydraulic resistance change of the network in accordance with the daily cycle of water consumption by housing and communal services.

Then, the equation for the voltage on the stator windings (on the excitation capacitors) is obtained on the basis of Kirchhoff's first law in the form:



$$-C \frac{dU_s}{dt} = i_s + i_L, \quad (2)$$

where  $i_L = [i_{LA} \ i_{LB}]^T$  is the load current vector.

The classical model of an induction motor in the coordinates of the stator  $a-b$  [8] is used. The frequency converter implements the quadratic law of frequency control  $U/f^2 = const$  [9]. The pressure regulator is set to the PI control law [10] and provides stabilization of the network pressure at a given level.

The pump unit is described by the first-order differential equation (3), the equation for determining the pressure (4), the equation for determining the loading torque when observing the pump efficiency (5) [11]:

$$\chi dQ / dt = H_{0n} \omega^2 / \omega_n^2 - H_{st} - (a_n + a)Q^2, \quad (3)$$

$$H = H_{0n} \omega^2 / \chi \omega_n^2 - a_n Q^2, \quad (4)$$

$$T_L = \rho g Q H / \hat{\eta} \omega, \quad (5)$$

where  $\chi$  is the integration time constant of the pump;  $H_{0n}$  is the nominal pressure at zero feed at nominal speed;  $\omega_n$  is the nominal speed of pump;  $H_{st}$  is the geodetic height of water level;  $a_n$  is the nominal hydroresistance of the pump;  $a$  is the hydraulic resistance of the network;  $\rho$  is the water density;  $g$  is the free fall acceleration;  $t$  is the time.

While working with neural networks, their mathematical description is important. In the general case, the equation of neurons is described by the following expression [4]:

$$y_i = \lambda_i \left( \sum_{j=1}^m x_j w_{ij} + b_i \right), \quad (6)$$

where  $x_1, x_2, \dots, x_m$  are the inputs of the neuron;  $w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{im}$  are the weight coefficients of synaptic bonds;  $b_i$  is the displacement of the neuron;  $\lambda_i(\cdot)$  is the activation function of the neuron.

Equations describing each neuron in the case of a two-layer neural network with 10 neurons in the first layer are written as follows:

$$\begin{aligned} y_1 &= \text{th}((Hw_{11} + \omega w_{12} + b_1) / a_1) \\ y_2 &= \text{th}((Hw_{21} + \omega w_{22} + b_2) / a_2) \\ &\dots \\ y_{10} &= \text{th}((Hw_{101} + \omega w_{102} + b_{10}) / a_{10}) \end{aligned}, \quad (7)$$

where  $H, \omega$  are the neuron inputs;  $a_1$  is the coefficient of inclination of the function of the tangential hyperbolic tangent tansig.

Therefore, the general equation that determines the operation of an artificial neural network to estimate the efficiency of the pump is written as follows:

$$\begin{aligned} \hat{\eta} &= c(\text{th}((Hw_{11} + \omega w_{12} + b_1) / a_1)w_1 + \text{th}((Hw_{21} + \omega w_{22} + b_2) / a_2)w_2 + \\ &+ \text{th}((Hw_{31} + \omega w_{32} + b_3) / a_3)w_3 + \text{th}((Hw_{41} + \omega w_{42} + b_4) / a_4)w_4 + \\ &+ \text{th}((Hw_{51} + \omega w_{52} + b_5) / a_5)w_5 + \text{th}((Hw_{61} + \omega w_{62} + b_6) / a_6)w_6 + \\ &+ \text{th}((Hw_{71} + \omega w_{72} + b_7) / a_7)w_7 + \text{th}((Hw_{81} + \omega w_{82} + b_8) / a_8)w_8 + \\ &+ \text{th}((Hw_{91} + \omega w_{92} + b_9) / a_9)w_9 + \text{th}((Hw_{101} + \omega w_{102} + b_{10}) / a_{10})w_{10} + b). \end{aligned}, \quad (8)$$

where  $c$  is the slope factor of linear activation function.

Based on the given mathematical description of the electromechanical system elements, a model was obtained within the application packages MATLAB SimPowerSystems and Simulink to investigate the energy efficiency of the water supply system in terms of stabilization of pressure in the hydraulic system powered by wind turbine.

To measure the efficiency of the pump used an observer based on the neural network, which was designed in accordance with the method described in [12]. To create an artificial neural network to estimate the efficiency of the pump used a neural network editor (Network / Data / Manager) in the application package MATLAB. The training of the neural network was based on the catalog' characteristics of the pump and formed from 2 layers of 10 neurons in the first and 1 in the output layer. The training error was 0.031, the regression coefficient was 0.998, which indicates the profitability of the neural network and the possibility of using it as an observer of the efficiency of the selected pump.

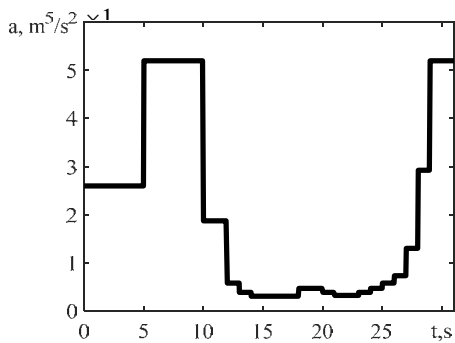


Fig. 2

pump unit efficiency are shown in Fig. 3-5 respectively, where  $U_g$  is line-to-line SEIG voltage;  $U_L$  is line-to-line load voltage.

From the graphs of the pump transients it is seen that when changing the hydraulic resistance, the pressure regulator works out the set value with a dynamic error of not more than 1%. The presence of the error of the set pressure is due to the stiff nature of the change in hydroresistance.

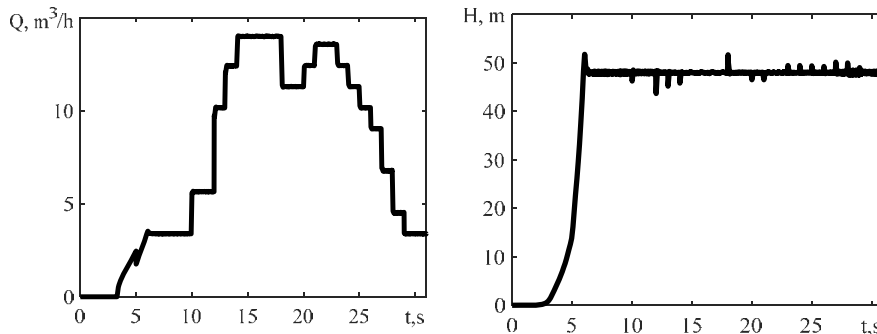


Fig. 3

The voltage controller stabilizes the value of the output line load voltage at 510 V. This confirms the fact that the proposed system maintains the value of the output voltage of the generator at a constant level regardless of the hydraulic resistance of the water supply system.

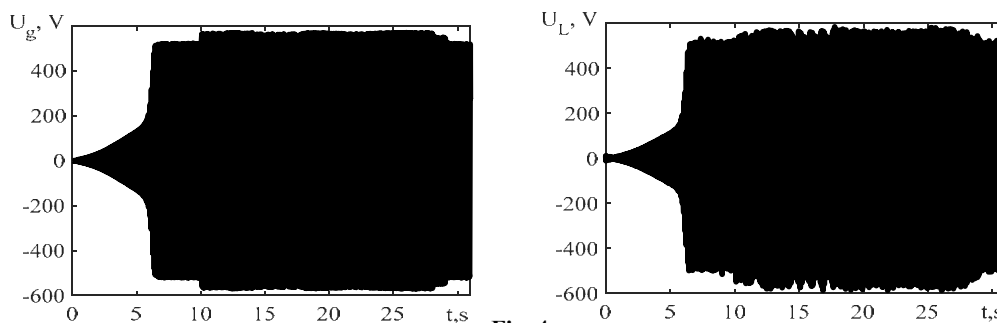


Fig. 4

The energy efficiency of the pump varies according to the change in hydraulic resistance. In the busiest periods of time the efficiency of the pump is 59%, which corresponds to the nominal value of the efficiency when operating at a pressure level of 48 m.

**Conclusions.** Investigations have shown that the developed control system allows to observe the energy efficiency of the pumping unit, which powered by an alternative source of electrical energy, in terms of pressure stabilization, with high accuracy. The pump efficiency reaches the maximum value at the nominal mode of pump and the drive motor operations. The dynamic error of the hydraulic network pressure at a given level when changing its resistance does not exceed 1%, which is admissible for technological and housing and communal requirements. The model developed in MATLAB allows to analyze the energy efficiency of the sensorless control system of the turbomechanism when controlling the magnitude and frequency of the voltage of the generator that supplies it. Given the analysis of research, it is recommended to use the results obtained both in the design of new and in the reconstruction of existing control systems of pumping units powered by a wind turbine with a self-excited induction generator.

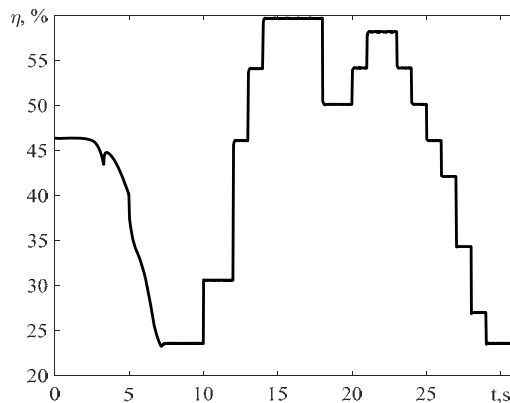


Fig. 5

1. Camocardi P., Battaiotto P., Mantz R. Autonomous water pumping system based on wind generation. Control by rotor frequency. IEEE International Conference on *Industrial Technology*. Via del Mar, Chile, March 14-17, 2010. Pp. 903-908. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICIT.2010.5472568>
2. Ganesh A., Dahiya R., Singh G.K. Development of simple technique for STATCOM for voltage regulation and power quality improvement. IEEE International Conference on *Power Electronics, Drives and Energy Systems* (PEDES). Trivandrum, India, December 14-17, 2016. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDES.2016.7914421>
3. Kiselychnyk O., Bodson M., Wang J. Model of a self-excited induction generator for the design of capacitor-controlled voltage regulators. 21st Mediterranean Conference on *Control and Automation*. Platania, Greece, June 25-28, 2013. Pp. 149-154. DOI: <https://doi.org/10.1109/MED.2013.6608713>
4. Burian S.O., Kiselychnyk O.I., Mykola M.V., Pushkar M.V., Reshetnik V.S., Zemlianukhina H.Y. Energy-Efficient Control Of Pump Units Based On Neural-Network Parameter Observer. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 1. Pp. 71-77. DOI: <https://doi.org/10.15407/TECHNED2020.01.071>
5. Yan-juan L., Yi Y., Hai-qin G., Ye Z. Identification and self-tuning control of heat pump system based on neural network. IEEE Chinese *Control and Decision* Conference. China, 28-30 May 2016. Pp. 6687-6691. DOI: <https://doi.org/10.1109/CCDC.2016.7532200>
6. Beshta A., Aziukovskyi O., Balakhontsev A., Shestakov A. Combined power electronic converter for simultaneous operation of several renewable energy sources. International Conference on *Modern Electrical and Energy Systems* (MEES). Kremenchuk, Ukraine, November 15-17, 2017. Pp. 236-239. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES.2017.8248898>
7. Mousavi Z., Fadaeinedjad R., Moradi H., Bagherzadeh M. A New Configuration for Wind/Solar Water Pumping System Based on a Doubly Fed Induction Generator. IEEE *Energy Conversion Congress and Exposition*. 2020. Pp. 1891-1898. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE44975.2020.9235941>
8. Pushkar M., Krasnoschapka N., Pechenik M., Burian S., Zemlianukhina H. Approximation of Magnetizing Inductance Curve of Self-excited Induction Generator for Investigation of Steady-state Operation Modes. IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems* (ESS). Kyiv, Ukraine, May 12-14, 2020. Pp. 301-305. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160143>
9. Osadchyy V., Nazarova O., Olieinikov M. The Research of a Two-Mass System with a PID Controller, Considering the Control Object Identification. IEEE International Conference on *Modern Electrical and Energy Systems* (MEES). Kremenchuk, Ukraine, September 21-24, 2021. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES52427.2021.9598542>
10. Pechenik M., Burian S., Pushkar M., Zemlianukhina H. Analysis of the Energy Efficiency of Pressure Stabilization Cascade Pump System. IEEE International Conference on *Modern Electrical and Energy Systems* (MEES). Kremenchuk, Ukraine, September 23-25, 2019. Pp. 490-493. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES.2019.8896588>
11. Pechenik M., Burian S., Zemlianukhina H., Pushkar M. Investigation of the Hydraulic Pressure Stabilization Accuracy in the Conditions of Water Supply Cascade Pump System Operation. IEEE 7th International Conference on *Energy Smart Systems* (ESS). Kyiv, Ukraine, May 12-14, 2020. Pp. 97-100. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS50319.2020.9160340>
12. Zhou R., Li G., Ju L. Optimization design of pump motor based on genetic algorithm and neural network. IEEE 11th Conference on *Industrial Electronics and Applications* (ICIEA). China, 5-7 June 2016. Pp. 38-42.

УДК 62-83: 628.12

## ДОСЛІДЖЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМИ ВОДОПОСТАЧАННЯ У РАЗІ ЖИВЛЕННЯ ВІД АЛЬТЕРНАТИВНОГО ДЖЕРЕЛА ЕНЕРГІЇ

М.В. Печеник, С.О. Бур'ян, Г.Ю. Землянукхіна, М.В. Пушкар, В.І. Теряєв  
НТУ України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,

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

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

Досліджено характер зміни коефіцієнту корисної дії (ККД) в насосних системах у разі живлення від альтернативного джерела електричної енергії в умовах стабілізації заданого тиску. Розглянуто електромеханічну систему водопостачання, що живиться від альтернативного джерела електричної енергії через використання статичного компенсатора (STATCOM). Побудовано оцінювач енергоефективності насосної установки на основі теорії штучних нейронних мереж, тренування якої відбувається на базі статичних характеристик агрегату. Показано результати та аналіз досліджень зміни рівня ККД протягом типового добового циклу споживання води. Бібл. 12, рис. 5.

**Ключові слова:** насосна установка, ефективність, стабілізація тиску, регулювання напруги, асинхронний генератор.

Надійшла 26.05.2022

Остаточний варіант 01.07.2022

**МЕТОДИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ВИСОКОТОЧНИХ ЛАЗЕРНИХ ОПТОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ЛІНІЙНИХ ПЕРЕМІЩЕНЬ**

**І.О. Брагинець\***, канд. техн. наук, **Ю.О. Масюренко\*\***, канд. техн. наук  
 Інститут електродинаміки НАН України,  
 пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.  
 E-mail: [masjuriv@ied.org.ua](mailto:masjuriv@ied.org.ua)

*Показано, що у високоточних оптоелектронних системах для вимірювання лінійних переміщень об'єктів з дифузно-відбиваючою поверхнею, побудованих на базі фазових лазерних далекомірів, задля забезпечення заданої точності необхідно компенсувати вплив на результат вимірювання гармонічної завади. Розглянуто та проаналізовано методи компенсації цього впливу, які засновано на використанні різних алгоритмів вимірювання фазового зсуву, пропорційного відстані, що визначається. Оцінено недоліки та переваги кожного із методів, вироблено рекомендації щодо їхнього застосування. Запропоновано задля компенсації гармонічної завади використання електрооптичних перемикачів. Бібл. 12, рис. 3.*

**Ключові слова:** переміщення, лазер, модуляція, фазовий зсув, гармонічна завада, електрооптичний перемикач.

Моніторинг ряду спеціальних об'єктів, в тому числі електроенергетичного призначення, передбачає проведення безконтактного вимірювання лінійних переміщень об'єкта або його елементів на базовій відстані до 30 м з похибкою не гірше 1,0 мм. Як показує практика, доцільним в даному випадку є використання оптоелектронних вимірювальних систем (ОВС), побудованих на базі лазерних далекомірів. В лазерних ОВС переміщення об'єкта визначається за зміною відстані відносно її базового значення. Як приклад можна привести оптичну вимірювальну систему [1], що створена на базі лазерного радара серії MV300 фірмою Metris (Бельгія) або реалізацію метода лазерної діагностики геометричних параметрів електричних машин [2].

Найбільш доцільним у зазначеному вище застосуванні є лазерний далекомір, побудований на фазовому методі вимірювання відстані [3]. Як відомо, в фазових лазерних далекомірах випромінюється гармонічно модульований високою частотою світловий потік, а відстань  $L_x$  визначається шляхом вимірювання зсуву фаз  $\varphi_x$  в межах одного фазового циклу огинаючих випромінюваного та відбитого від контрольованого об'єкту світлових потоків за формулою

$$L = c\varphi_x / 4\pi f_m, \quad (1)$$

де  $c$  – швидкість світла,  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с;  $f_m$  – частота модуляції.

На рис. 1 наведено типову структурну схему фазового лазерного далекоміру.

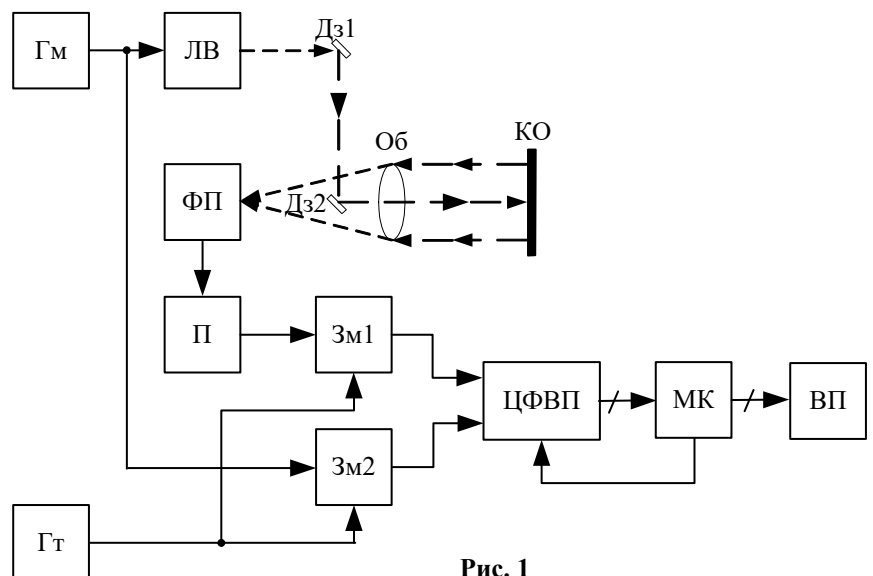


Рис. 1

© Брагинець І.О., Масюренко Ю.О., 2022  
 ORCID ID: \*<https://orcid.org/0000-0002-9528-5808>; \*\* <https://orcid.org/0000-0003-4209-1126>

На схемі прийнято такі умовні позначення:  $\Gamma_m$  – генератор модуляційної напруги;  $\Gamma_t$  – гетеродин; ЛВ – лазерний випромінювач; Дз1, Дз2 – дзеркала; КО – контрольований об’єкт; Об – об’єктив; ФП – фотоприймач; П – підсилювач; Зм1, Зм2 – змішувачі; ЦФВП – цифровий фазовимірювальний пристрій; МК – мікро-контролер; ВП – відліковий пристрій. Для спрощення на схемі не показано систему оптичного калібрування, яка використовується для стабілізації характеристик далеко-міра. Також на схемі відсутні блоки для вимірювання фазових зсувів на другій частоті модуляції з метою забезпечення однозначного визначення відстані до 30 м. Під час побудови ЦФВП доцільно використовувати принцип ортогональної обробки досліджуваного сигналу [4, 5].

Під час вимірювання відстані модульоване високою частотою випромінювання ЛВ через Дз1 та Дз2 направляється на контрольований об’єкт КО. Відбите від КО світлове випромінювання фокусується на вході фотоприймача ФП. Вихідний електричний сигнал ФП після підсилення за допомогою П подається на один із входів змішувача Зм1. Одночасно на один із входів змішувача Зм2 подається модуляційна напруга з виходу  $\Gamma_m$ . Другі входи Зм1 та Зм2 підключено до гетеродину  $\Gamma_t$ , частота вихідної напруги якого відрізняється від частоти  $\Gamma_m$  на значення проміжної частоти  $f_{пр}$ . Сформовані вихідні напруги Зм1 та Зм2 частоти  $f_{пр}$ , фазовий зсув між якими треба визначити, надходять на входи ЦФВП. Далі мікроконтролер МК по даним вимірювання ЦФВП за формулою (1) обчислює значення відстані  $L_x$ , яке виводиться на табло ВП.

Частота модуляції в фазових далекомірах вибирається в залежності від значення припустимої похибки вимірювання відстані  $\Delta L_x$  та від похибки ЦФВП  $\delta_\phi$ . Сучасні цифрові фазометри у разі їхнього використання в структурі далекоміра можуть забезпечити вимірювання зсуву фаз з похибкою порядку  $0,1^0$ . Використовуючи формулу (1), можна знайти значення  $f_m$ , враховуючи, що  $\delta_\phi = 0,1^0$ , а  $\Delta L_x$  має максимальне значення і дорівнює 1 мм

$$f_m = \frac{c\delta_\phi}{4\pi\Delta L_x} = 20 \text{ МГц.}$$

В фазових лазерних далекомірах як джерело випромінювання найчастіше використовуються напівпровідникові лазери. За таких високих частот модуляції (десятки МГц) і доволі сильних струмах накачки для забезпечення необхідної вихідної оптичної потужності лазера однією із домінуючих завод, які впливають на точність вимірювання відстані, є гармонічна завада. Остання обумовлена електричною наводкою із передавального каналу далекоміра в приймальний канал та «паразитним» відбиттям світла від конструктивних елементів оптико-механічного блоку далекоміра. Дія цієї завади посилюється тою обставиною, що під час контролю об’єктів з дифузним оптичним відбиттям, що має місце в даному випадку, амплітуда відбитого оптичного сигналу на виході фотоприймача через його низьку інтенсивність має малий рівень. З цієї причини значення похибки від впливу гармонічної завади залежить від відношення амплітуди досліджуваного сигналу до амплітуди гармонічної завади  $\rho = U_s/U_p$  і визначається формулою

$$\Delta L_x = \lambda_e / 2\pi\rho, \quad (2)$$

де  $\lambda_e$  – еквівалентна довжина хвилі моделюючої напруги,  $\lambda_e = c/2f_m = 3 \cdot 10^8 / 2 \cdot 2 \cdot 10^6 = 7500$  мм.

Застосовуючи формулу (2), знайдемо похибки  $\Delta L_x$  за різних значень  $\rho$ : 100, 500 і 1000. Обраховані значення похибки  $\Delta L_x$  складатимуть відповідно 12 мм, 2,4 мм і 1,2 мм. Як показала практика експериментальних робіт, значення  $\rho$  в фазовому далекомірі, який працює в описаному режимі, складає приблизно 400. Тому для отримання зазначеної вище точності вимірювання відстані необхідно застосовувати методи компенсації впливу гармонічної завади.

**Метою даної роботи** є проведення огляду та аналізу методів зменшення впливу гармонічної завади в фазових лазерних далекомірах, вироблення рекомендацій щодо їхнього застосування з урахуванням досягнень у створенні електрооптичних перемикачів світлового випромінювання.

У роботі [6] розглядається алгоритм вимірювання фазового зсуву в далекомірі з додатковим визначенням квадратурних складових гармонічної завади задля зменшення її впливу під час визначення відстані. Крім того, у разі застосування цього алгоритму компенсуються похибки квадратурних каналів фазовимірювального пристрою та комутаційні похибки. Однак введення для цього додаткових тактів суттєво збільшує час вимірювання відстані та посилює вплив випадкових похибок. Це пояснюється тим, що тривалість процесу визначення квадратурних складових завади задля зменшення загальної випадкової похибки відстані вибирається більшою, ніж час вимірювання параметрів досліджуваного сигналу.

Більш перспективними для компенсації впливу гармонічної завади є два алгоритми вимірювання фазових зсувів в далекому: з модуляцією амплітуди відбитого оптичного сигналу та з модуляцією часової затримки оптичного сигналу.

В першому випадку в далекому, схему якого наведено на рис. 1, вводиться оптичний атенюатор, який розміщується в фокусі об'єктива Об поблизу фотоприймача. При цьому вимірювання фазового зсуву проводиться в два такти за різних значень коефіцієнта ослаблення  $n$  оптичного сигналу. За результатами двох вимірювань обчислюється фазовий зсув, на значення якого вплив амплітуди гармонічної завади суттєво зменшується. Практичну реалізацію описаного алгоритму наведено в [7-9]. Проаналізуємо вимірювальні процеси, які проходять під час застосування описаного алгоритму, а також встановимо, яким чином обчислюється вимірювальна відстань.

Сигнал на виході фотоприймача далекого буде представляти собою суму двох сигналів: дистанційного  $U_s = A_s \sin(\omega t + \varphi_x)$  та гармонічної завади  $U_p = A_p \sin \omega t$ , де  $A_s$  і  $A_p$  – амплітуди відповідних сигналів.

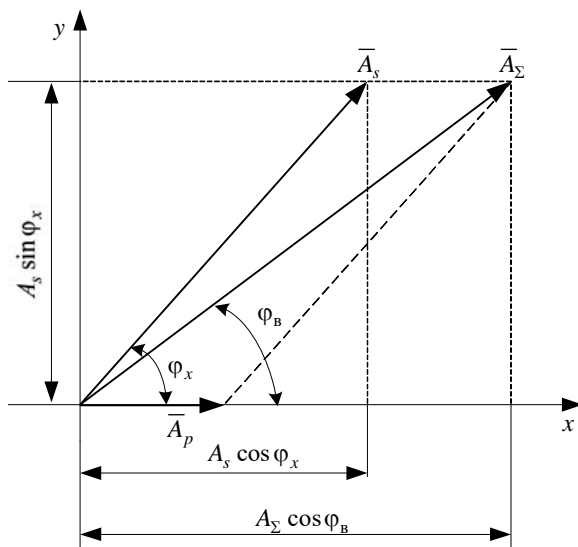


Рис. 2

На рис. 2 зображено векторну діаграму напруг на виході фотоприймача далекого за поточного часу  $t = 0$ , де  $\bar{A}_s$  – вектор напруги дистанційного сигналу,  $\bar{A}_p$  – вектор напруги завади,  $\bar{A}_\Sigma$  – вектор напруги сумарного сигналу. Згідно цієї діаграми, використовуючи відомі тригонометричні перетворення, можна записати

$$U_s + U_p = A_\Sigma \sin(\omega t + \varphi_\Sigma), \quad (3)$$

$$\text{де } A_\Sigma = \sqrt{(A_s \cos \varphi_x + A_p)^2 + (A_s \sin \varphi_x)^2};$$

$$\varphi_\Sigma = \arctg \frac{A_s \sin \varphi_x}{A_s \cos \varphi_x + A_p}.$$

Згідно з (3) маємо

$$\text{ctg} \varphi_\Sigma = \text{ctg} \varphi_x + \frac{A_p}{A_s} \cdot \frac{1}{\sin \varphi_x}. \quad (4)$$

Інформація про відстань до контрольованого об'єкта міститься у фазі дистанційного сигналу  $\varphi_x$ . Фазовимірювальний пристрій фіксує фазу сумарного сигналу  $\varphi_\Sigma$ , яка пов'язана з фазовим зсувом  $\varphi_x$  формулою (4) і відрізняється від неї тим більше, чим менше відношення сигнал-завада.

Під час реалізації алгоритму, що розглядається, для кожного із тактів роботи згідно формули (4) маємо

$$\text{ctg} \varphi'_\Sigma = \text{ctg} \varphi_x + \frac{A_p}{A_s} \cdot \frac{1}{\sin \varphi_x}; \quad \text{ctg} \varphi''_\Sigma = \text{ctg} \varphi_x + \frac{nA_p}{A_s} \cdot \frac{1}{\sin \varphi_x}. \quad (5)$$

Вирішення системи рівнянь (5) відносно  $\varphi_x$  має вигляд

$$\text{ctg} \varphi_x = \frac{n \text{ctg} \varphi'_\Sigma - \text{ctg} \varphi''_\Sigma}{n - 1}. \quad (6)$$

Використовуючи формулу (6), можна розрахувати справжнє значення фазового зсуву  $\varphi_x$  за результатами двох вимірювань фази сумарного сигналу  $\varphi'_\Sigma$  і  $\varphi''_\Sigma$  за різних значень амплітуди дистанційного сигналу  $A_s$  та  $nA_s$ . При цьому виключається вплив на результат визначення відстані за формулою (1) гармонічної завади.

Недоліком описаного методу є той факт, що в порівнянні з результатами безпосереднього вимірювання  $\varphi'_\Sigma$  і  $\varphi''_\Sigma$ , за рахунок введення в одному із тактів вимірювання послаблення відбитого оптичного сигналу збільшується випадкова похибка. Як показали розрахунки, проведені в [9], у разі послаблення оптичного сигналу в 2 рази випадкова похибка може збільшитися в  $\sqrt{5}$  раз.

Вказаний недолік усувається під час реалізації запропонованого алгоритму вимірювання фазового зсуву, який теж передбачає два такти роботи приладу. При цьому в одному із тактів

здійснюється часова затримка відбитого від контрольованого об'єкту сигналу на величину  $\tau = \varphi_d / (2\pi \cdot f_m) = 0,5 \cdot f_m^{-1}$ . Це відповідає додатково внесеному фазовому зсуву  $\varphi_d = \pi$ . Часову затримку  $\tau$  може бути сформовано у спосіб, який наведено в [9]. При цьому в схемі далекоміра на відміну від тієї, що наведено на рис. 1, відбитий оптичний сигнал за допомогою двох світловодів почергово направляється на вхід фотоприймача  $\Phi$ . Торці світловодів закріплено в переміщуваній обоймі, яку розміщено у фокусній площині об'єктива Об. В кожному із тактів вимірювання електромеханічним засобом (за допомогою електромагнітного кулісного пристрою) в фокусі Об розміщується то один, то інший торець світловода. Довжина світловодів вибирається таким чином, щоб часові затримки в них відрізнялися на величину  $\tau$ .

Описаний спосіб формування  $\tau$  та його практична реалізація суттєво ускладнює конструкцію далекоміра, знижує швидкість та надійність його роботи. Враховуючи це, автори пропонують для комутації часової затримки  $\tau$  використовувати швидкодіючі електрооптичні перемикачі світла на два положення. Останні за принципом роботи можна поділити на інтегрально-оптичні (ІОП) та волоконно-оптичні (ВОП) перемикачі. Під час застосування перемикачів в схемі далекоміра торець вхідного світловода перемикача розміщується в фокусі об'єктива, а торці світловодів далекоміра, які забезпечують затримку  $\tau$ , з'єднано з оптичними виходами перемикача. В ІОП перемикачів світлового потоку здійснюється шляхом подачі на управляючі електроди низьковольтної напруги [10]. Серед ВОП відомо волоконно-оптичні MEMS перемикачі, які детально описано в [11, 12]. Їхнє управління здійснюється подачею постійної напруги 4,5-5 В, швидкість перемикачів 1...3 мс.

Розглянемо вимірювальні процеси в цьому випадку.

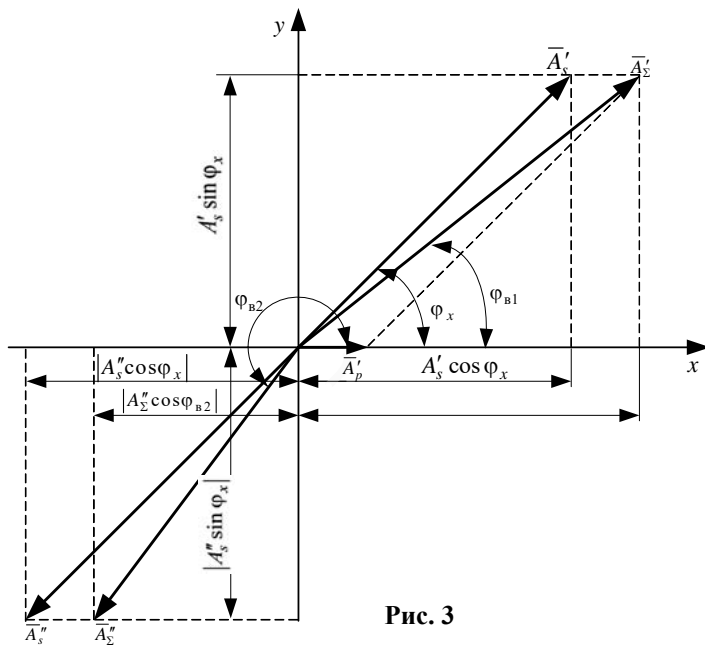


Рис. 3

На рис. 3 приведено векторну діаграму напруг на виході фотоприймача далекоміра у момент часу  $t = 0$  в кожному із тактів його роботи.

На діаграмі позначено:  $\bar{A}'_s$ ,  $\bar{A}''_s$  – вектори напруг дистанційного сигналу на виході фотоприймача в 1-му та 2-му тактах вимірювання;  $\bar{A}_p$  – вектор напруги завади;  $\bar{A}'_\Sigma$ ,  $\bar{A}''_\Sigma$  – вектори напруги сумарного сигналу в 1-му та 2-му тактах вимірювання;  $\varphi_{b1}$ ,  $\varphi_{b2}$  – фазові зсуви сумарного сигналу в 1-му та 2-му тактах вимірювання.

Згідно з (3) та векторною діаграмою на рис. 3 маємо

$$\begin{aligned} \operatorname{ctg} \varphi_{b1} &= \operatorname{ctg} \varphi_x + \frac{A_p}{A'_s} \cdot \frac{1}{\sin \varphi_x}; \\ \operatorname{ctg} \varphi'_{b2} &= \operatorname{ctg} \varphi_x - \frac{A_p}{A''_s} \cdot \frac{1}{\sin \varphi_x}, \end{aligned} \quad (7)$$

де  $\varphi'_{b2} = \varphi_{b2} - \pi$ .

Вирішення системи рівнянь (7) відносно  $\varphi_x$  буде мати вигляд

$$\operatorname{ctg} \varphi_x = \frac{1}{2} \cdot (\operatorname{ctg} \varphi_{b1} + \operatorname{ctg} \varphi'_{b2}). \quad (8)$$

Використовуючи формулу (8), можна розрахувати справжнє значення фазового зсуву  $\varphi_x$  за результатами двох вимірювань фази сумарного сигналу  $\varphi_{b1}$  і  $\varphi_{b2}$ . При цьому значення  $\varphi_d = \pi$  визначається в процесі оптичної калібровки далекоміра, коли вплив гармонічної завади досить незначний. У разі застосування описаного алгоритму згідно формули (8) виключається вплив на результат визначення відстані гармонічної завади. Оскільки значення  $\operatorname{ctg} \varphi_{b1}$  і  $\operatorname{ctg} \varphi'_{b2}$  відрізняються між собою незначно, то в даному випадку практично не погіршується завадостійкість системи вимірювання фазового зсуву із-за впливу випадкової похибки вимірювання.

**Висновки.** 1. Застосування методу компенсації, заснованого на додатковому вимірюванні квадратурних складових гармонічної завади для її оцінки та обліку в остаточному результаті вимірювання фазового зсуву, суттєво збільшує час визначення відстані та посилює вплив випадкових похибок. Разом з тим, вказаний метод дає змогу одночасно усунути вплив неідентичності та нестабільності характеристик каналів фазового детектора. Тому, якщо відсутні жорсткі вимоги до швидкодії далекоміра, з урахуванням осереднення результатів багатократних вимірювань цей метод може забезпечити високу точність вимірювання відстані.

2. Більш перспективними для компенсації впливу гармонічної завади є алгоритми безпосереднього вимірювання фазових зсувів в далекомірі, які не призводять до збільшення загального часу вимірювання. У числі останніх найбільшої уваги заслуговує алгоритм з модуляцією часової затримки оптичного сигналу. Для його практичної реалізації запропоновано більш просту та надійну, порівняно з відомими, схему далекоміра, в якій для комутації часової затримки  $\tau$  використовуються швидкодіючі інтегрально-оптичні та волоконно-оптичні перемикачі світла на два положення.

*Роботу виконано за рахунок держбюджетної теми «Розширення функціональних можливостей та підвищення метрологічних характеристик засобів вимірювання в системах моніторингу і діагностування в електроенергетиці» (шифр «Параметр-Д»), державний реєстраційний номер теми 0122U000136, КПКВК 6541030.*

1. Бесконтактная измерительная система на базе лазерного радара серии MV 300. URL: <https://nevatec.ru/wp-content/uploads/2017/03/mv300.pdf> (дата доступу 22.05.2022)
2. Круглова Т.Н., Ярошенко И.В., Мельников М.А., Работалов Н.Н. Метод лазерной диагностики динамической формы ротора гидрогенератора. *Инженерный вестник Дона. Сетевое издание*. 2015. № 1. URL: [http://www.ivdon.ru/uploads/article/pdf/IVD\\_39\\_Kruglova.pdf\\_30d454bee1.pdf](http://www.ivdon.ru/uploads/article/pdf/IVD_39_Kruglova.pdf_30d454bee1.pdf) (дата доступу 14.05.2021).
3. Михеечев В.С. Геодезические светодальномеры. М.: Недра, 1979. 222 с.
4. Куц Ю.В., Щербак Л.М. Статистична фазометрія. Тернопіль: Видавництво Тернопільського Державного технічного університету імені Івана Пулюя, 2009. 385 с.
5. Чмых М.К. Цифровая фазометрия. М.: Радио и связь, 1993. 143 с.
6. Кононенко А.Г., Кромпляс Б.А., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Орнатский И.А., Сидорчук В.Е. Оптимальный преобразователь фаза-код для высокоточных фазовых светодальномеров. *Техническая электродинамика*. 1999. № 3. С. 66-70.
7. Козлов В.Л., Кузьмин К.Г., Чубаров С.И. Светодальномер. Патент РБ №6490, 2004.
8. Козлов В.Л. О повышении точности измерений фазовых дальномеров. *Вестник Белорусского государственного университета. Серия 1*. 2010. № 2. С. 145-146.
9. Брагинец И.А., Евдокимов М.С., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А. Ниженский А.Д. Самокорректирующийся лазерный измеритель расстояний до диффузно-отражающих поверхностей. *Технічна электродинаміка. Тем. вип. Проблеми сучасної електротехніки*. Ч. 2. 2002. С.113-116.
10. Кирчанов В.С. Физические основы нанотехнологий фотоники и оптоинформатики. Пермь: Из-тво Перм. нац. иссл. политех. ун-та, 2019. 221 с.
11. MEMS Fiber Optical Switches. URL: <https://agiltron.com/category/optical-switches/mems-optical-switches-etmems/> (дата доступу 15.06.2022).
12. Волоконно-оптические переключатели. URL: <https://lenlasers.ru/perm/catalog/volonno-opticheskie-pereklyuchateli/> (дата доступу 12.05.2022).



## METHODS FOR IMPROVING THE NOISE IMMUNITY OF HIGH-PRECISION LASER OPTOELECTRONIC SYSTEMS FOR MEASURING LINEAR DISPLACEMENTS

I.O. Brahynets, Yu.O. Masjurenko

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

E-mail: [masjuriy@ied.org.ua](mailto:masjuriy@ied.org.ua)

*It is shown that in high-precision optoelectronic systems for measuring the linear displacements of objects with diffuse-reflecting surface, built on the basis of phase laser rangefinders, to ensure a given accuracy, it is necessary to compensate for the effect on the measurement of harmonic noise. Methods of compensation of this influence which are based on use of various algorithms of measurement of a phase shift proportional to distance which is defined are considered and analyzed. The disadvantages and advantages of each of the methods are evaluated, recommendations for their use are made. It is proposed to compensate for the harmonic interference of the use of electro-optical switches. References 12, figures 3.*

**Keywords:** displacement, laser, modulation, phase shift, harmonic noise, electro-optical switch.

1. Non-contact measuring system based on laser radar MV 300 series. URL: <https://nevatec.ru/wp-content/uploads/2017/03/mv300.pdf> (accessed at 22.05.2022). (Rus)
2. Kruglova T.N., Yaroshenko I.V., Melnikov M.A., Rabotalov N.N. Method of laser diagnostic of dynamic forms of hydraulic generator rotor. *Inzhenernyi vestnik Dona: Setevoe izdanie*. 2015. No 1. URL: [http://www.ivdon.ru/uploads/article/pdf/IVD\\_39\\_Kruglova.pdf\\_30d454bee1.pdf](http://www.ivdon.ru/uploads/article/pdf/IVD_39_Kruglova.pdf_30d454bee1.pdf) (accessed at 14.05.2022). (Rus)
3. Mikhechev V.S. Geodetic light range finders. Moskva: Nedra, 1979. 222p. (Rus)
4. Kuts Yu.V., Shcherbak L.M. Statistical phasometry. Ternopil: Vydavnytstvo Ternopilskoho Derzhavnoho tekhnichnoho universytetu imeni Ivana Puluia, 2009. 385 p. (Ukr)
5. Chmykh M.K. Digital phasometry. Moskva: Radio i Sviaz. 1993. 143 p. (Rus)
6. Kononenko A.G., Kromplias B.A., Masjurenko Yu.A., Nizhenskii A.D., Ornatskii I.A., Sidorchuk V.Ye. High-precision phase laser measuring distance to diffusely reflective surfaces. *Tekhnicheskaiia Elektrodinamika*. 1999. No 3. Pp. 66-70. (Rus)
7. Kozlov V.L., Kuzmin K.G., Chubarov S.I. Light rangefinder. Patent BY No 6490, 2004. (Rus)
8. Kozlov V.L. About of Improving the Measurement Accuracy of Phase Rangefinders. *Vestnik Belorusskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriiia 1*. 2010. No 2. Pp. 146-146. (Rus)
9. Braginets I.A., Yevdokimov M.S., Kononenko A.G., Masjurenko Yu.A., Nizhenskii A.D. Self-correcting laser measuring distance to diffuse reflective surfaces. *Tekhnichna Elektrodinamika. Tematychnyi vypusk: Problemy suchasnoi elektrotekhniki*. Part. 2. 2002. Pp. 113-116. (Rus)
10. Kirchanov V.S. Physical foundations of nanotechnologies of photonics and optoinformatics. Perm: Izdatelstvo Permskogo natsionalnogo issledovatelskogo universiteta, 2020. 221 p. (Rus)
11. MEMS Fiber Optical Switches. URL: <https://agiltron.com/category/optical-switches/mems-optical-switches-etmems/> (accessed at 15.06.2022).
12. Fiber Optic Switches. URL: <https://lenlasers.ru/perm/catalog/volokonno-opticheskie-pereklyuchateli/> (accessed at 12.06.2022). (Rus)

Надійшла 31.05.2022  
Остаточний варіант 04.07.2022

ДО 75-РІЧЧЯ МИХАЙЛА ВАСИЛЬОВИЧА ЗАГІРНЯКА



25 вересня 2022 року виповнюється 75 років Михайлу Васильовичу Загірняку – академіку Національної академії педагогічних наук України, заслуженому діячеві науки і техніки України, лауреату державних премій України в галузі науки і техніки та в галузі освіти, доктору технічних наук, професору, ректору Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського.

Михайло Загірняк народився у Луганську. У 1970 році закінчив з відзнакою Луганський машинобудівний інститут зі спеціальності «Електричні машини і апарати». Працював у відділі головного конструктора Луганського тепловозобудівного заводу, після служби в армії – на кафедрі електричних машин і апаратів ЛМБІ, де за 30 років пройшов шлях від інженера до завідувача кафедрою. У 1977 році захистив кандидатську дисертацію, 1980 став доцентом. За програмою IREX (електротехніка) стажувався в Університеті Кентуккі (1983–1984) у всевітньо відомого американського професора С. Насара.

Із 1989 року М. В. Загірняк обіймав посади проректора ЛМБІ (пізніше Східноукраїнського національного університету ім. В. Даля) з міжнародних зв'язків, навчальної та наукової роботи. Із 1994 по 2002 роки паралельно завідував кафедрою електромеханіки. 1993 року йому було присвоєно звання професора, а 1996 року присуджено науковий ступінь доктора технічних наук.

Як переможець конкурсу на довгостроковий державний грант США за програмою Fulbright у сфері організації освіти 1997/98 навчального року працював в університетах Кентуккі та Техасу.

У листопаді 2002 року колективом Кременчуцького державного політехнічного університету (КДПУ, нині КрНУ) обраний ректором цього університету, де і працює до сьогодні.

На підставі розвинутої і узагальненої ним методології проектування електромагнітних сепараторів вдосконалено, розроблено та впроваджено цілий ряд принципово нових ефективних їхніх конструкцій на підприємствах України та СНД. Результати його наукових досліджень з оцінювання ефективності застосування та діагностики асинхронних двигунів у складі систем частотно-регульованого електроприводу використані в науковій роботі колективу провідних науковців України, що 2016 року отримала державну премію України у галузі науки і техніки.

Професор М. В. Загірняк очолює наукову школу «Електромагнітні та електромеханічні процеси в електричних машинах і апаратах». Був керівником восьми кандидатських і консультантом п'яти докторських дисертацій. Він є автором понад 600 наукових праць, серед яких 15 монографій (з яких чотири видано у США та індексуються у Scopus), вісім брошур, чотири підручники та 12 навчальних посібників із грифом Міністерства освіти і науки України, більш ніж 70 авторських свідоцтв і патентів на винаходи. Понад 200 праць видано у фахових виданнях, що входять до міжнародних наукометричних баз даних Web of Science і Scopus.

Загірняк М. В. – голова спеціалізованої вченої ради Д 45.052.01 у КрНУ, головний редактор чотирьох і член редакційних колегій чотирьох вітчизняних видань, член редакційних колегій чотирьох закордонних видань, керівник семінару «Електромагнітні та електромеханічні процеси в електричних машинах і апаратах» Наукової ради НАН України з комплексної проблеми «Наукові основи електроенергетики». Дійсний член чотирьох міжнародних та українських громадських академій і трьох міжнародних професійних співтовариств (у тому числі IEEE Senior Member).

За плідну науково-педагогічну і громадську діяльність М. В. Загірняк нагороджений орденами Ярослава Мудрого V і IV ступенів, «За заслуги» усіх трьох ступенів, Почесними грамотами Кабінету Міністрів України та Верховної Ради України, державними та відомчими медалями, знаками і грамотами. Йому присвоєно почесне звання «Заслужений діяч науки і техніки України».

*Свій ювілей Михайло Васильович зустрічає з оптимізмом, повний сил і енергії для підкорення нових вершин у професійній діяльності.*

*Колектив Інституту електродинаміки НАН України, редакція журналу "Технічна електродинаміка" щиро і вітають Михайла Васильовича з ювілеєм, зичать міцного здоров'я, довгих років плідної наукової праці, творчої наснаги, здійснення всіх задумів, добра, щастя і благополуччя.*