



ISSN 1607-7970  
E-ISSN 2218-1903

# ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА  
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ  
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ  
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ  
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ  
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

№3  
2020



**РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ\***

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

**EDITORIAL BOARD\***

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

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

**INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD**

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

Журнал "Технічна електродинаміка" включено до Переліку наукових фахових видань України категорія «А», представлений у загальнодержавній реферативній базі даних "УКРАЇНІКА НАУКОВА", РЕФЕРАТИВНОМУ ЖУРНАЛІ ВІНІТІ РАН (Росія) та у міжнародних наукометричних базах даних SCOPUS, COMPENDEX, ELIBRARY, EBSCO, PROQUEST.

**Адреса редакції:**

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

## ЗМІСТ

DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.03>**Теоретична електротехніка та електрофізика**

ВАСЕЦЬКИЙ Ю.М. Спрощена математична модель тривимірного електромагнітного поля довільної системи струмів поблизу електропровідного тіла .....	3
ZAGIRNYAK M.V. Determination of the ponderomotive magnetic force when calculating the field by the conformal transformation method .....	9
ЩЕРБА А.А., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., КУЧЕРЯВА І.М. Дослідження магнітного поля силових кабелів, прокладених у поліетиленових трубах з магнітними властивостями .....	15
BOLYUKH V.F. Effect of electric conducting element on indicators of linear pulse electromechanical converter induction type .....	22

**Перетворення параметрів електричної енергії**

АРТЕМЕНКО М.Ю., КУТАФІН Ю.В., МИХАЛЬСЬКИЙ В.М., ПОЛЩУК С.Й., ЧОПИК В.В., ШАПОВАЛ І.А. Енергоефективні стратегії силової активної фільтрації, що базуються на оптимальних декомпозиціях струмів навантаження та відповідних потужностей втрат .....	30
ТУГАЙ Д.В., ЖЕМЕРОВ Г.Г., КОЛОНТАЄВСЬКИЙ Ю.П., КОРНЕЛЮК С.І. Еквівалентність «векторного» й «пропорційного» способів керування силовим активним фільтром .....	36

**Електромеханічне перетворення енергії**

ВОЛКОВ І.В., ПОДОЛЬНИЙ С.В., МАРУНЯ Ю.В. Порівняльний аналіз пасивних, активних та гібридних фільтрів гармонік струму для частотно-регульованого електроприводу .....	40
ТОЛОЧКО О.І., СТЯЖКІН В.П., РИЖКОВ О.М. Керування вантажопідйомним пристроєм крана-маніпулятора під час опускання вантажу у ванну з агресивною рідиною .....	46

**Електроенергетичні системи та устаткування**

КИРИЛЕКО О.В., БАСОК Б.І., БАЗЄЄВ Є.Т., БЛІНОВ І.В. Енергетика України та реалії глобального потепління .....	52
КЛЕН К.С., ЖУЙКОВ В.Я. Вплив стохастичного характеру енергії в системах розосередженої генерації на їхню стійкість .....	62

**Електротехнологічні комплекси та системи**

ШИДЛОВСЬКА Н.А., ЗАХАРЧЕНКО С.М. Розвиток напівпровідникових розрядно-імпульсних систем обробки гранульованих струмопровідних середовищ .....	69
ГОРИСЛАВЕЦЬ Ю.М., ГЛУХЕНЬКИЙ О.І., БОНДАР О.І. Циркуляція металевого розплаву в індукційній каналній печі при фазовому керуванні напругами живлення .....	79

**Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці**

БРАГИНЕЦЬ І.О., МАСЮРЕНКО Ю.О. Фазовий світлодалекомір з адаптивною системою оптичного калібрування .....	83
---	----

**Наші ювіляри**

ДО 70-РІЧЧЯ академіка Національної академії наук України О.В.КИРИЛЕНКА .....	89
ДО 85-РІЧЧЯ члена-кореспондента Національної академії наук України В.Г.КУЗНЕЦОВА .....	91

CONTENTS

**Theoretical electrical engineering and electrophysics**

- VASETSKY YU. M. Simplified mathematical model of three-dimensional electromagnetic field of arbitrary current system near conducting body.....3
- ZAGIRNYAK M.V. Determination of the ponderomotive magnetic force when calculating the field by the conformal transformation method .....9
- SHCHERBA A.A., PODOLTSEV O.D., KUCHERIAVA I.M. The study of magnetic field of power cables in polyethylene pipes with magnetic properties .....15
- BOLYUKH V.F. Effect of electric conducting element on indicators of linear pulse electromechanical converter induction type.....22

**Conversion of electric energy parameters**

- ARTEMENKO M.Yu., KUTAFIN Y.V., MIKHALSKY V.M., POLISHCHUK S.Y., CHOPYK V.V., SHAPOVAL I.A. Energy efficient strategies of power active filtration based on optimal decompositions of load currents and corresponding power losses..... 30
- TUGAY D.V., ZHEMEROV G.G., KOLONTAEVSKY Yu.P., KORNELIUK S.I. Equivalence of "vector" and "proportional" controlling methods for active power filter .....36

**Electromechanical energy conversion**

- VOLKOV I.V., PODOLNY S.V., MARUNYA Yu.V. Comparative analysis of passive, active and hybrid current harmonics filters for frequency-regulated electric drive.....40
- TOLOCHKO O.I., STIAZHKIN V.P., RYZHKOV A.M. Control of overhead crane manipulator hoist mechanism for lowering basket to the bath with aggressive solution .....46

**Electric power systems and installations**

- KYRYLENKO O.V., BASOK B.I., BASEYEV Ye.T., BLINOV I.V. Power industry of Ukraine and realities of the global warming.....52
- KLEN K.S., ZHUIKOV V.Ya. The influence of stochastic energy character in distributed generation systems on their stability .....62

**Electrotechnological complexes and systems**

- SHYDLOVSKA N.A., ZAKHARCHENKO S.M. Progress of semiconductor discharge-pulse systems for processing granular conductive media.....69
- GORYS LAVETS Yu.M., GLUKHENKY O.I., BONDAR O.I. Circulation of the metal melt in the induction channel furnace at a phase control of supply voltage.....79

**Information-measuring systems in power engineering**

- BRAGYNETS I.O., MASJURENKO Yu.O. Phase light rangerfinder with adaptive optical calibration system.....83

**Anniversaries**

- To the 70th anniversary of the Member of NAS of Ukraine O.V.KYRYLENKO.....89
- To the 85th anniversary of corresponding member of the NAS of Ukraine V.G.KUZNETSOV .....91

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

**СПРОЩЕНА МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ТРИВИМІРНОГО ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ  
ДОВІЛЬНОЇ СИСТЕМИ СТРУМІВ ПОБЛИЗУ ЕЛЕКТРОПРОВІДНОГО ТІЛА**

**Ю.М. Васецький\***, докт. техн. наук  
Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,  
e-mail: [yuriv.vasetsky@gmail.com](mailto:yuriv.vasetsky@gmail.com)

*На основі точного аналітичного розв'язку тривимірної задачі теорії електромагнітного поля для струму, що протікає поблизу електропровідного півпростору, проаналізовано вплив ділянок контурів зі струмом, орієнтованих під кутом до поверхні поділу середовищ. Показано, що у разі плоских контурів, паралельних граничній поверхні, задача спрощується, електромагнітне поле повністю визначається розподілом векторного потенціалу. Для контурів з малим кутом нахилу його ділянок проаналізовано можливість використання наближеної математичної моделі, в якій нехтують складовою напруженості електричного поля, зумовленою перпендикулярним до поверхні напрямком струму. Знайдено похибку застосування спрощеної математичної моделі в залежності від кута нахилу ділянок контуру та параметру, що визначає ступень віддаленості від поверхні зовнішніх джерел по відношенню до глибини проникнення поля. Бібл. 10, рис. 4.*

**Ключові слова:** тривимірне електромагнітне поле, вихровий струм, аналітичні точний та наближений методи розрахунку.

**Вступ.** Розробка ефективних методів розрахунку тривимірного електромагнітного поля на сьогодні залишається актуальною задачею, незважаючи на успіхи і широке застосування добре розвинених чисельних методів розрахунку. Це обумовлено, в першу чергу, великим обсягом обчислень у разі розв'язанні тривимірних задач в системах зі складною геометричною структурою, особливо при вирішенні обернених задач теорії поля та оптимізації геометрії електромагнітних систем. Такі задачі виникають, наприклад, у процесі розробки технологічних пристроїв термічної обробки металів [1, 2], магнітно-імпульсної обробки металевих виробів [3, 4], обробки металевих матеріалів, у тому числі зварних швів, електричним струмом та електромагнітним полем високої інтенсивності [5]. В цих випадках ефективними залишаються аналітичні або чисельно-аналітичні підходи, що дають змогу врахувати обмежену кількість, однак, найбільш суттєвих характеристик системи. Прикладом застосування аналітичних точних і наближених методів розрахунку змінного електромагнітного поля є вирішення обернених задач по знаходженню просторової геометрії індукторів поля в області термічної обробки із застосуванням індукційного нагріву рухомих металевих стрічок [6].

У наведених прикладах в електропровідних середовищах елементів пристроїв, на які здійснюється вплив електромагнітного поля, має місце сильний скін-ефект, коли поле і індукований струм існують у тонкому поверхневому шарі електропровідного тіла [7, 8]. В цьому випадку звичайно застосовується математична модель, в якій тіло реальної форми замінюється електропровідним півпростором, а зовнішнє поле створюється джерелами, що розташовані за межами тіла в діелектричній області. У [9, 10] представлено повний аналітичний розв'язок лінійної задачі для поля синусоїдального струму, що протікає замкнутим контуром поблизу електропровідного півпростору. Розв'язок отримано без обмежень на геометрію і орієнтацію контуру, електрофізичні властивості середовища (електропровідність  $\gamma$  і відносну магнітну проникність  $\mu$ ) та частоту поля  $\omega$ .

Незважаючи на наявність аналітичного розв'язку загальної тривимірної задачі, при його реалізації для обернених задач теорії поля необхідний обсяг обчислень навіть для аналітичних виразів є занадто великим. Для таких задач доцільним є застосування спрощеної математичної моделі, в якій враховуються, в першу чергу, найбільш суттєві геометричні і електромагнітні особливості системи.

**Метою роботи** є аналіз можливості застосування і знаходження похибки для спрощеної математичної моделі, в якій нехтують складовою напруженості електричного поля, що обумовлена пер-

пендикулярним до поверхні поділу середовищ напрямком струму в ділянках контурів просторової конфігурації, розташованих поблизу електропровідного півпростору, в якому індукуються вихрові струми.

**Основні співвідношення та оцінка похибки спрощеної математичної моделі.** Дослідження ґрунтується на аналізі точного аналітичного розв'язку тривимірної лінійної задачі теорії електромагнітного поля. Розв'язок у [9, 10] представлено для поля синусоїдального струму, що протікає замкнутим контуром довільної конфігурації поблизу електропровідного півпростору. На рис. 1, *a*

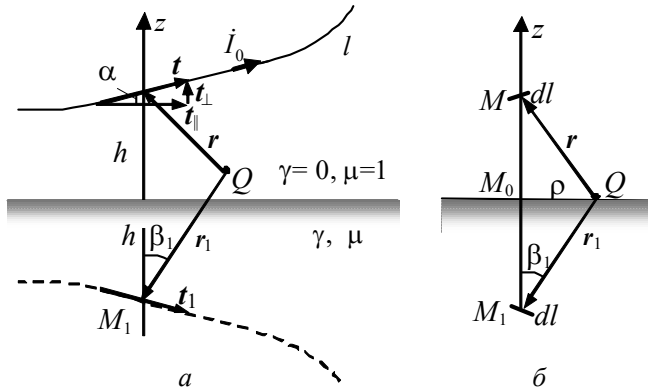


Рис. 1

показано елемент контуру зі струмом та орієнтацію відносно плоскої поверхні поділу середовищ одиничних дотичних векторів до вихідного контуру  $\mathbf{t}$  та до дзеркально відбитого від поверхні контуру  $\mathbf{t}_1$ .

Знайдені у [9, 10] вирази дають змогу визначити всі характеристики електромагнітного поля в довільній точці простору: комплексні амплітуди векторного і скалярного потенціалів, напруженості електричного і магнітного полів в двох областях – в діелектричній  $\dot{A}_e$  і  $\dot{\phi}_e$ ,  $\dot{E}_e$  і  $\dot{H}_e$ , де розташований контур  $l$  зі струмом  $\dot{I}_0$ ,

та в електропровідній області  $\dot{A}_i$  і  $\dot{\phi}_i$ ,  $\dot{E}_i$  і  $\dot{H}_i$ , де протікає індукований струм з густиною  $\mathbf{j}_i = \gamma \dot{E}_i$ .

У роботі основна увага приділяється дослідженню електромагнітного поля в діелектричній області. За умови сильного скін-ефекту електромагнітне поле в цій області визначає такі характеристики як потік енергії електромагнітного поля в електропровідне тіло, поверхневу густину виділення джоулева тепла в поверхневому шарі, магнітний тиск на поверхні тіла. Крім того, характер взаємодії струмів індуктора з індукованими струмами в електропровідному тілі також залежить від розподілу електромагнітного поля в діелектричному середовищі.

Потенціали і напруженості полів в діелектричній області  $z \geq 0$  визначаються за допомогою єдиної функції  $\dot{G}_e$ , яка представлена у вигляді невласного інтегралу

$$\dot{G}_e = \frac{2}{\sqrt{i}} \int_0^{\infty} \frac{\exp(-\chi \cos \beta_1 / \varepsilon_1) J_0(\chi \sin \beta_1 / \varepsilon_1)}{w_1(\chi)} d\chi, \quad (1)$$

де  $\varepsilon_1 = \mu / (r_1 \sqrt{\omega \mu_0 \mu \gamma}) = \mu \delta / (\sqrt{2} r_1)$ ;  $\delta$  – глибина проникнення поля;  $r_1$  – довжина вектора, що йде від точки спостереження  $Q$  до точки витоку  $M_1$  на дзеркально відбитому від поверхні контурі (рис. 1, *a*);  $\beta_1$  – кут між вертикальною віссю і вектором  $\mathbf{r}_1$ ;  $J_0(\cdot)$  – функція Бесселя першого роду нульового порядку;  $i$  – умовна одиниця. Безрозмірна функція  $w_1(\chi)$  у знаменнику підінтегрального виразу є

$$w_1(\chi) = \chi / \sqrt{i} + \sqrt{1 + (\chi / \mu)^2}. \quad (2)$$

З використанням функції  $\dot{G}_e$  вирази для потенціалів за умови калібрування Лоренца і векторів поля в діелектричній області приймають наступний вигляд:

$$\dot{A}_e = \dot{A}_0 + \dot{A}_1 + \dot{A}_2 = \frac{\mu_0 \dot{I}_0}{4\pi} \oint_l \left( \frac{\mathbf{t}}{r} - \frac{\mathbf{t}_1}{r_1} - \mathbf{t}_1 \frac{\partial \dot{G}_e}{\partial z} \right) dl, \quad (3)$$

$$\dot{\phi}_e = i\omega \frac{\mu_0 \dot{I}_0}{4\pi} \oint_l (\mathbf{t}_1 \cdot \mathbf{e}_z) \dot{G}_e dl, \quad (4)$$

$$\dot{E}_e = \dot{E}_0 + \dot{E}_1 + \dot{E}_2 = -\frac{\mu_0 i \omega \dot{I}_0}{4\pi} \oint_l \left( \frac{\mathbf{t}}{r} - \frac{\mathbf{t}_1}{r_1} - \mathbf{e}_z \times [\mathbf{t}_1 \times \nabla \dot{G}_e] \right) dl, \quad (5)$$

$$\dot{H}_e = \dot{H}_0 + \dot{H}_1 + \dot{H}_2 = -\frac{\dot{I}_0}{4\pi} \oint_l \left[ \frac{\mathbf{t} \times \mathbf{r}}{r^3} - \frac{\mathbf{t}_1 \times \mathbf{r}_1}{r_1^3} - \mathbf{t}_1 \times \nabla \left( \frac{\partial \dot{G}_e}{\partial z} \right) \right] dl, \quad (6)$$

де  $\mathbf{e}_z$  – одиничний вектор в напрямку осі  $z$ .

Зазначимо, що із застосуванням принципу суперпозиції рішення для лінійної задачі легко розповсюджується на довільну систему контурів зі струмом, тобто на випадок довільного зовнішнього електромагнітного поля.

В окремому випадку теж тривимірної задачі, але для плоского контура, що розташований паралельно плоскій поверхні поділу середовищ, наведені вирази спрощуються в першу чергу для електричної складової поля. Для зовнішнього поля із зазначеними обмеженнями компонента вектора дотичної, що перпендикулярна до поверхні, дорівнює нулю, тобто  $(\mathbf{t} \cdot \mathbf{e}_z) = (\mathbf{t}_1 \cdot \mathbf{e}_z) = 0$ . Звідси випливають наступні особливості у наведеному точному аналітичному розв'язку задачі.

По-перше, скалярний потенціал у (4) дорівнює нулю  $\phi_e = 0$ . Фізичною причиною можна вважати відсутність у цьому випадку розподіленого на поверхні поділу середовищ електричного заряду, поле якого, як показано у [9], у загальному випадку просторового контуру повністю компенсує вертикальну компоненту зовнішнього індукованого електричного поля, яка відсутня у даному випадку плоского контура.

По-друге, з умови  $\phi_e = 0$  випливає, що векторний потенціал (3) повністю визначає не тільки індукцію магнітного поля  $\dot{\mathbf{B}}_e = \mu_0 \dot{\mathbf{H}}_e = \text{rot } \dot{\mathbf{A}}_e$ , а й напруженість електричного поля в діелектричному півпросторі  $\dot{\mathbf{E}}_e = -i\omega \dot{\mathbf{A}}_e - \text{grad } \phi_e = -i\omega \dot{\mathbf{A}}_e$ . Той же результат безпосередньо випливає з (5). Дійсно, за умови  $(\mathbf{t}_1 \cdot \mathbf{e}_z) = 0$  потрійний векторний добуток в  $\dot{\mathbf{E}}_2$  дорівнює  $\mathbf{e}_z \times [\mathbf{t}_1 \times \nabla \dot{G}_e] = \mathbf{t}_1 (\mathbf{e}_z \cdot \nabla \dot{G}_e) - \nabla \dot{G}_e (\mathbf{t}_1 \cdot \mathbf{e}_z) = \mathbf{t}_1 \partial \dot{G}_e / \partial z$ , що доводить твердження. У загальному випадку для контурів, які мають ділянки зі струмом, спрямованим перпендикулярно до граничної поверхні, для визначення напруженості електричного поля недостатньо векторного потенціалу. Коректні вирази повинні враховувати наявність також і скалярного потенціалу.

Раніше при знаходженні просторової геометрії індукторів для високочастотного індукційного способу термічної обробки металевих стрічок [6] результати було отримано без врахування складової напруженості електричного поля, обумовленої протіканням струму контуру також і в перпендикулярному до поверхні напрямку. В отриманих результатах кут нахилу дотичного вектору  $\alpha$  не перевищував декількох градусів, однак, залишилася нез'ясованою похибка наближеного розрахунку. Це також є прикладом необхідності проведення аналізу впливу на розподіл електричного поля просторового характеру джерел зовнішнього поля та мати оцінку похибки, яка вноситься нехтуванням перпендикулярної до поверхні складової напрямку струму. Наявність отриманого точного розв'язку задачі, у якому відсутні обмеження на геометрію вихідного контуру зі струмом, дає змогу визначити похибку в залежності від куту нахилу елементів контуру  $\alpha$  (рис. 1, а).

Проаналізуємо складові тангенціальні компоненти напруженості електричного поля на поверхні поділу середовищ. Нормальна компонента напруженості поля присутня тільки в діелектричній області і, як зазначалося, повністю визначається відомим полем зовнішніх джерел. Тангенціальна ж компонента напруженості поля є однаковою для діелектричної і електропровідної областей. З її наявністю пов'язане протікання струму в електропровідному тілі, проявом електродинамічних і теплових процесів.

Сума двох перших доданків поля у (5) на поверхні поділу середовищ має тільки вертикальну компоненту, а третій доданок  $\dot{\mathbf{E}}_2$  має тільки дотичну до поверхні компоненту поля. Щоб окремо виділити складові поля, пов'язані з протіканням струму вихідного контура паралельно граничній поверхні вздовж вектора  $\mathbf{t}_{\parallel}$  і в нормальному до поверхні напрямку вздовж  $\mathbf{t}_{\perp}$ , напруженість електричного поля при  $z = 0$  представимо у такий спосіб:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{E}}_e(z=0) &= \dot{\mathbf{E}}_{\parallel 1} + \dot{\mathbf{E}}_{\parallel 2} = i\omega \frac{\mu_0 \dot{I}_0}{4\pi} \oint_l \left[ \mathbf{t}_{\parallel} \frac{\partial \dot{G}_e}{\partial z} \Big|_{z=0} - (\mathbf{t}_1 \cdot \mathbf{e}_z) \mathbf{e}_p \frac{\partial \dot{G}_e}{\partial \rho} \right] dl = \\ &= i\omega \frac{\mu_0 \dot{I}_0}{4\pi} \frac{2\sqrt{i\omega\mu\mu_0\gamma}}{\mu} \oint_l \left[ \mathbf{t}_{\parallel} f_{e1} \left( \varepsilon, \frac{\rho}{h} \right) + (\mathbf{t} \cdot \mathbf{e}_z) \mathbf{e}_p f_{e2} \left( \varepsilon, \frac{\rho}{h} \right) \right] dl. \end{aligned} \quad (7)$$

Оскільки розглядається напруженість поля на поверхні поділу середовищ, вирази у (7) записано з використанням замість  $\varepsilon_1$  параметра  $\varepsilon = \mu / h \sqrt{\omega\mu\mu_0\gamma} = \mu\delta / (\sqrt{2}h)$ , де  $h$  – висота розташування елемента контура (рис. 1, б);  $\rho$  – відстань від вертикальної вісі локальної циліндричної системи ко-



ординат, пов'язаної з точкою витoku на контурі  $M$ . Для конкретній точці витoku на контурі  $M$  величина параметру  $\varepsilon$  залишається незмінною для всіх точок  $Q$  на поверхні.

Функціями, що входять у контурний інтеграл, є

$$f_{e1}(\varepsilon, \rho/h) = \int_0^\infty \frac{\exp\left(-\frac{\chi}{\varepsilon}\right) J_0\left(\frac{\rho \chi}{h \varepsilon}\right)}{w_1(\chi)} \chi d\chi, \quad f_{e2}(\varepsilon, \rho/h) = \int_0^\infty \frac{\exp\left(-\frac{\chi}{\varepsilon}\right) J_1\left(\frac{\rho \chi}{h \varepsilon}\right)}{w_1(\chi)} \chi d\chi. \quad (8)$$

Ці функції визначають внесок в величину контурного інтеграла ділянок контуру з відповідно паралельним і перпендикулярним напрямками струму.

Суттєвий вплив на величину підінтегральних функцій в контурному інтегралі, а в результаті і на значення напруженості електричного поля, створеного струмом контуру і вихровими струмами в електропровідному середовищі, має параметр  $\varepsilon$ . За своїм змістом цей параметр характеризує ступінь віддаленості зовнішніх джерел від поверхні по відношенню до глибини проникнення поля  $\delta$  в електропровідне тіло.

На рис. 2 показано залежності модуля функцій  $|f_{e1}(\varepsilon, \rho/h)|$  і  $|f_{e2}(\varepsilon, \rho/h)|$  від відносної відстані  $\rho/h = \text{tg} \beta_1$  за  $\mu = 1$  і різних значеннях параметра  $\varepsilon$ . Як видно з показаних залежностей, ділянки з різним напрямком струму по-різному приймають участь у створенні тангенціальної компоненти напруженості електричного поля на поверхні тіла. Горизонтальна компонента струму дає найбільший внесок безпосередньо під елементом струму в напрямку, що збігається з напрямком струму. Внесок в загальну величину поля швидко зменшується за збільшенням відстані від точки  $M_0$  – найменшої відстані від елемента струму до поверхні.

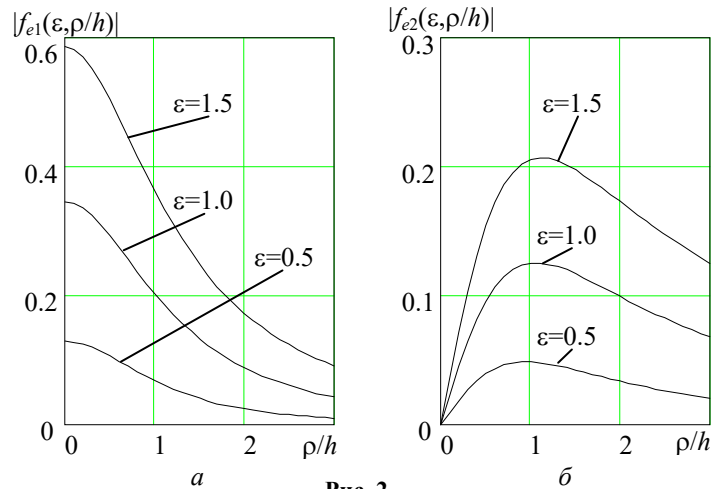


Рис. 2

Другий доданок у (7) інакше впливає на створення напруженості електричного поля на поверхні. Найбільший внесок від вертикальної компоненти струму реалізується на певній відстані  $\rho = \rho_m$  від точки  $M_0$  в радіальному напрямку. Це пояснюється тим, що цей доданок напруженості електричного поля пов'язаний з полем поверхневого електричного заряду, нормальна компонента поля якого компенсує нормальну компоненту індукованого електричного поля змінного струму контура. Вертикальний напрямок струму ділянки контуру створює внесок у величину тангенціальної компоненти напруженості електричного поля, яка спрямована в радіальному до осі  $z$  напрямку і має однакове значення в точках окружності  $\rho = \text{const}$ .

Оцінку похибки розрахунку виконаємо за величиною відношення відповідних складових тангенціальної компоненти напруженості електричного поля на поверхні поділу середовищ. Окремі складові у підінтегральному виразі контурного інтегралу (7) мають суттєво різні залежності від точок на поверхні. Тому для показника відносної похибки  $\Delta_\perp$  виберемо значення складових в точках, де відповідні функції приймають максимальні значення:  $\rho = 0$  – для функції  $f_{e1}$  і  $\rho = \rho_m$  – для функції  $f_{e2}$ . В цьому випадку отримаємо

$$\Delta_\perp = K(\varepsilon) \text{tg} \alpha, \quad (9)$$

$$\text{де } K(\varepsilon) = \frac{|f_{e2}(\varepsilon, \rho = \rho_m)|}{|f_{e1}(\varepsilon, \rho = 0)|}, \quad \text{tg} \alpha = \frac{t \cdot e_z}{t \cdot e_\parallel}.$$

Зазначимо, що множник  $K(\varepsilon)$  слабко змінюється в широкому діапазоні значень параметру  $\varepsilon$ . Цю обста-

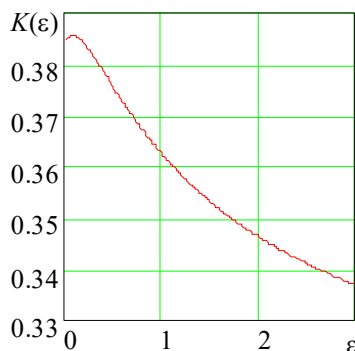


Рис. 3

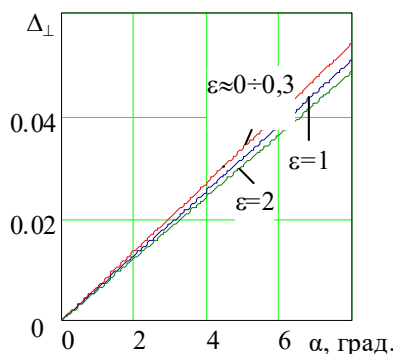


Рис. 4



вину ілюструє рис. 3, з якого видно, що в обраному діапазоні множник приймає значення в межах  $K(\varepsilon) = 0,386 \div 0,337$ . Звідси випливає, що відносна похибка нехтування протіканням струму в перпендикулярному до граничної поверхні напрямку визначається, в першу чергу, кутом нахилу контуру  $\alpha$  (рис. 1, а).

Залежності відносної похибки  $\Delta_{\perp}$  від кута  $\alpha$  наведено на рис. 4. Зазначимо, що параметр  $\varepsilon$  є малим у випадку сильного скін-ефекту, за якого глибина проникнення поля  $\delta$  є малою не тільки по відношенню до характерних розмірів електропровідного тіла, а й в його розширеному трактуванні, коли  $\delta$  є малою по відношенню до всіх розмірів електромагнітної системи, у тому числі до відстані між джерелами зовнішнього поля і поверхнею тіла. Наприклад, малі значення параметру  $\varepsilon \sim 0,05 \div 0,3$  є типовими для височастотного індукційного способу термічної обробки рухомих стрічок кольорових металів [6]. У знайдених конфігураціях контурів індукторів просторової геометрії кут нахилу не перевищував  $\alpha = 6^{\circ}$ . Як видно з рис. 3, у цьому разі похибка для ділянок контуру з максимальним кутом нахилу не перевищує 4%. Сумарна похибка буде ще менше, ніж її максимальне значення для окремих ділянок, і тому результати по визначенню геометрії просторових конфігурацій у [6] можна вважати коректними. У випадку, коли кут нахилу ділянок контурів не є малим, необхідно використовувати загальні вирази для напруженості електричного поля.

**Висновки.** З точного аналітичного розв'язку тривимірної задачі про квазістаціонарне електромагнітне поле в системі «контур зі струмом довільної конфігурації – електропровідний півпростір» впливає, що для плоских контурів, які розташовані паралельно плоскій поверхні поділу середовищ, вирази для електричної складової поля в діелектричній області спрощуються. В цьому випадку внаслідок відсутності поверхневого електричного заряду скалярний електричний потенціал в діелектричній області дорівнює нулю, а тривимірне електромагнітне поле повністю визначається розподілом векторного потенціалу в калібруванні Лоренца.

Використання загального аналітичного розв'язку задачі дає змогу у випадку застосування контурів з невеликим кутом нахилу його ділянок відносно граничної поверхні визначити похибку використання спрощеної моделі, в якій нехтують складовою напруженості електричного поля, що обумовлена перпендикулярним до поверхні напрямком струму ділянок контурів. Аналіз відносного значення похибки для тангенціальної компоненти напруженості електричного поля на поверхні показав, що на її величину слабо впливає параметр, який визначається відношенням глибини проникнення поля до відстані від джерел зовнішнього поля до поверхні, і похибка визначається, в першу чергу, кутом нахилу ділянок контуру зі струмом.

Роботу виконано за бюджетною темою «Розробити нові моделі та методи дослідження електродинамічних процесів в електроенергетичному устаткуванні (генератори, трансформатори, двигуни власних потреб та ін.) для вирішення задач підвищення його надійності, контролю і діагностики». "Коімплекс-4". № ДР 0115U004398.

1. Кондратенко И.П., Ращепкин А.П. Индукционный нагрев движущейся полосы токовыми контурами. *Техн. електродинаміка*. 1999. № 3. С. 3-9.
2. Rudnev V., Loveless D., Cook R., Black M. Handbook of induction heating. London: Taylor & Francis Ltd, 2017. 772 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/9781315117485>
3. Батыгин Ю.В., Головащенко С.Ф., Чаплыгин Е.А. Магнитно-импульсное притяжение немагнитных материалов. *Электричество*. 2014. № 2. С. 40-52.
4. Туренко А.Н., Батыгин Ю.В., Гнатов А.В. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 3. Теория и эксперимент притяжения тонкостенных металлов импульсными магнитными полями. Харьков: ХНАДУ, 2009. 240 с.
5. Степанов Г.В., Бабуцкий А.И. Влияние импульсного электрического тока высокой плотности на прочность металлических материалов и напряженно-деформированное состояние элементов конструкций. К.: Наукова думка, 2014. 276 с.
6. Васецкий Ю.М., Кондратенко И.П., Ращепкин А.П., Мазуренко И.Л. Электромагнитное взаимодействие токовых контуров с электропроводной средой. К.: Про Формат, 2019. 221 с.
7. Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники. Ч. 3. Теория электромагнитного поля. М.: Энергия, 1969. 352 с.
8. Шнеерсон Г.А. Поля и переходные процессы в аппаратуре сверхсильных токов. М.: Энергоатомиздат, 1992. 416 с.
9. Васецкий Ю.М., Дзюба К.К. Аналитический метод расчета квазистационарного трехмерного электромагнитного поля тока, протекающего по контуру произвольной конфигурации вблизи электропроводного тела. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 5. С. 7-17. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.05.007>
10. Vasetsky Yu.M., Dziuba K.K. Three-Dimensional Quasi-Stationary Electromagnetic Field Generated by Arbitrary Current Contour Near Conducting Body. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 1. С. 3-12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.01.003>

**УПРОЩЕННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТРЕХМЕРНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРОИЗВОЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ТОКОВ ВБЛИЗИ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОГО ТЕЛА**

**Ю.М. Васецкий**, докт. техн. наук

**Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Перемоги, 56, Киев, 03057, Украина,**

**e-mail: [yuriy.vasetsky@gmail.com](mailto:yuriy.vasetsky@gmail.com)**

*На основе точного аналитического решения трехмерной задачи теории электромагнитного поля для тока, протекающего вблизи электропроводного полупространства, проанализировано влияние участков контуров с током, ориентированных под углом к поверхности раздела сред. Показано, что в случае плоских контуров, параллельных граничной поверхности, задача упрощается, электромагнитное поле полностью определяется распределением векторного потенциала. Для контуров с малым углом наклона его участков проанализирована возможность использования приближенной математической модели, в которой пренебрегают составляющей напряженности электрического поля, обусловленной направлением тока в перпендикулярном к поверхности направлении. Найдена погрешность применения упрощенной математической модели в зависимости от угла наклона участков контура и параметра, который определяет степень удаленности от поверхности внешних источников по отношению к глубине проникновения поля. Библ. 10, рис. 4.*

**Ключевые слова:** трехмерное электромагнитное поле, вихревой ток, аналитические точный и приближенный методы расчета.

**SIMPLIFIED MATHEMATICAL MODEL OF THREE-DIMENSIONAL ELECTROMAGNETIC FIELD OF ARBITRARY CURRENT SYSTEM NEAR CONDUCTING BODY**

**Yu. M. Vasetsky**

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

**e-mail: [yuriy.vasetsky@gmail.com](mailto:yuriy.vasetsky@gmail.com)**

*Influence of current contour sections oriented at angle to the interface between media is analyzed on the base of the exact analytical solution for three-dimensional electromagnetic field problem for current flowing near conducting half-space. In the case of plane contours parallel to the boundary surface, the problem is simplified and the electromagnetic field is completely determined by the distribution of the vector potential. It is analyzed the possibility of using approximate mathematical model, in which the component of the electric intensity due to the current flow in the direction perpendicular to the surface is neglected. The error in applying the simplified mathematical model is found depending on the angle of inclination of the contour sections and the parameter that determines the distance from the surface of external sources with respect to the depth of field penetration. References 10, figures 4.*

**Keywords:** three-dimensional electromagnetic field, eddy current, analytical exact and approximate calculation methods.

1. Kondratenko I.P., Raschepkin A.P. Induction heating of a moving strip current contours. *Tekhnichna elektrodynamika*. 1999. No 3. Pp. 3-9. (Rus.)
2. Rudnev V., Loveless D., Cook R., Black M. Handbook of induction heating. London: Taylor & Francis Ltd, 2017. 750 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/9781315117485>
3. Batygin Yu.V., Golovaschenko S.F., Chaplygin E.A. Magnetic-Impulse Attraction of Nonmagnetic Metals. *Elektrichestvo*. 2014. No 2. Pp. 40-52. (Rus.)
4. Turenko A.N., Batygin Yu.V., Gnatov A.V. Pulse magnetic fields for progressive technologies. Vol. 3.: The theory and experiment of an attraction of thin-walled metals by pulse magnetic fields. Kharkov: KhNADU, 2009. 240 p. (Rus.)
5. Stepanov G.V., Babutskiy A.I. Effect of high-density pulsed electric current on strength of metallic materials and stress-strain state of structural components. Kyiv: Naukova dumka, 2010. 276 p. (Rus)
6. Vasetskiy Yu.M., Kondratenko I.P., Rashchepkin A.P., Mazurenko I.L. Electromagnetic interactions between current contours and conductive medium. Kyiv: Pro Format, 2019. 221 p. (Rus)
7. Polivanov K.M. Theoretical bases of electrical engineers. Vol. 3. The theory of electromagnetic field. Moskva: Energiya, 1969. 352 p. (Rus)
8. Shneerson G.A. Fields and transients in ultra-high current equipment. Moskva: Energoatomizdat, 1992. 416 p. (Rus)
9. Vasetskiy Yu.M., Dziuba K.K. An analytical calculation method of quasi-stationary three-dimensional electromagnetic field created by the arbitrary current contour that located near conducting body. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 5. Pp. 7-17. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.05.007>
10. Vasetskiy Yu.M., Dziuba K.K. Three-Dimensional Quasi-Stationary Electromagnetic Field Generated by Arbitrary Current Contour Near Conducting Body. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 1. Pp. 3-12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.01.003>

Надійшла 04.03.2020

## DETERMINATION OF THE PONDEROMOTIVE MAGNETIC FORCE WHEN CALCULATING THE FIELD BY THE CONFORMAL TRANSFORMATION METHOD

M.V. Zagirnyak\*

Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University

20, Pershotravneva str., Kremenchuk, 39600, Ukraine. E-mail: [mzagirn@kdu.edu.ua](mailto:mzagirn@kdu.edu.ua)

*The method of conformal transformation has been widely applied to the research of devices using ponderomotive action of the magnetic field. This method enables the analysis and calculation of stationary 2D electric and magnetic fields meeting the Laplace equation. It allows essential simplification of the problem of the field calculation. However, its basic drawback consists in the absence of the general method for the determination of the complex potential. Consequently, it is usually impossible to obtain expressions for the magnetic field strength and its ponderomotive force in the explicit form as a function of coordinates in the initial domain. This paper deals with the solution to the problem of direct determination of the specific ponderomotive force of the magnetic field with the use of complex potential with the known function of conformal transformation. The analyzed examples of the calculation of the ponderomotive force in the working zone of the poles of different shapes can be a model for the research of the traction performance of the electromagnetic systems of magnetic separating devices. Besides, the obtained expressions can also be used in the calculation of the systems working on the principle of the ponderomotive action of the electrostatic field. References 12, figures 2.*

**Keywords:** ponderomotor force, magnetic field strength, conformal transformation method, magnetic systems

**Introduction.** In the generalized analysis of devices using the ponderomotive action of the magnetic field (separators, magnetic transport units, etc.), the method of conformal transformation is widely used [1–6], because the fields of such units may be considered plane-parallel. The specific (per volume unit) ponderomotive force of the magnetic field in the working inter-polar space is the required parameter defined by the expression [7–9]

$$f_m = \frac{1}{2} \mu_0 \chi \cdot \text{grad} H^2, \quad (1)$$

where  $\mu_0$  is the magnetic permeability of air;  $\chi$  is the the specific magnetic susceptibility of the substance of a body placed in a magnetic field;  $H$  is the module of magnetic field strength in the working area.

**Problem statement.** During the use of this method of research, the strength is usually not explicitly obtained as a function of coordinate  $z$  of the initial domain [3, 10] (the strength is found as the function of coordinate  $t$  of the mapped domain). Therefore, the calculation of  $H$  requires the determination of the correspondence between the coordinates of the initial plane  $z$  and the mapped domain  $t$ . Besides, in (1) sign “grad” stands for the gradient in plane  $z$ , and  $H$ , according to the above said, is found in the form of a function of  $t$ . Thus, the use of (1) for generalized analysis of fields in the air gaps of magnetic devices is significantly complicated. The difficulties arising in this case can be avoided in determining the value of the force at the characteristic points (on the symmetry axes) of the magnetic systems [1], when the gradient in (1) is replaced by a derivative of one of the coordinates. However, in the case of the general formulation of the problem, the calculation is complicated due to the need to take the gradient in (1) over  $z$  from function  $t$ .

In this paper, the task is to transform (1) to the form that allows to directly calculate forces, having only the function of conformal transformation of pole configuration in initial plane  $z$  on mapped domain  $t$ .

**Solving of the problem.** To solve the posed problem the complex potential function will be introduced into the analysis

$$W = \varphi + j\phi,$$

where  $\varphi$  is the function of the scalar potential;  $\phi$  is the function of the flux;  $j$  is an imaginary unit.

In this case, as the field outside the sources is considered, functions  $\varphi$  and  $\phi$  meet the Laplace equation and are interrelated by the Cauchy-Riemann conditions [10–11]. Besides,

$$H = -\text{grad}\varphi. \quad (2)$$



Then the following transformations can be written down:

$$\text{grad}H^2 = \text{grad} \left[ \left( \frac{\partial\varphi}{\partial x} \right)^2 + \left( \frac{\partial\varphi}{\partial y} \right)^2 \right] = 2 \left[ \frac{\partial\varphi}{\partial x} - j \frac{\partial\varphi}{\partial y} \right] \left[ \frac{\partial^2\varphi}{\partial x^2} + j \frac{\partial^2\varphi}{\partial x\partial y} \right]. \quad (3)$$

As  $\varphi$  and  $\phi$  are related to each other by the Cauchy-Riemann conditions,

$$\frac{\partial\varphi}{\partial x} - j \frac{\partial\varphi}{\partial y} = \frac{\partial}{\partial x}(\varphi + j\phi) = \frac{\partial W}{\partial z}. \quad (4)$$

In (4) the derivative by  $x$  is substituted with the derivative by  $z = x + jy$ , as  $W$  is an analytical function [11].

$$\text{Besides,} \quad \frac{\partial^2\varphi}{\partial x^2} + j \frac{\partial^2\varphi}{\partial x\partial y} = -\frac{\partial}{\partial x}(H_x + jH_y) = \frac{\partial}{\partial x} \left( \frac{\partial W^*}{\partial z} \right) = \frac{\partial^2 W^*}{\partial z^2}, \quad (5)$$

where  $H_x$  and  $H_y$  are the components of the magnetic field strength vector respectively by axis  $x$  and  $y$ ;  $W^*$  is the complex conjugate potential of the field.

Here, also, the transition to derivatives by  $z$  is made due to the fact that  $\partial W^* / \partial z$  is an analytical function [11].

Taking into account (3) – (5), initial expression (1) is transformed to the form

$$f_m = \mu_0 \chi \frac{\partial W}{\partial z} \cdot \frac{\partial^2 W^*}{\partial z^2}. \quad (6)$$

Thus, we were able to reduce the expression for the ponderomotive force to an expression that depends only on the complex potential  $W$  and complex conjugate potential  $W^*$ .

In the study of magnetic systems, one of the most effective ways of finding the complex potential of a field function is the method of conformal transformation, when the points of the initial plane  $z$  are aligned with the points of the mapped plane  $t$ :

$$z = z(t). \quad (7)$$

To solve the above posed problem we substitute in (6) the derivatives by  $z$  with derivatives by  $t$ . There will be

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial W}{\partial z} &= \frac{\partial W}{\partial t} \cdot \frac{\partial t}{\partial z}; \\ \frac{\partial^2 W^*}{\partial z^2} &= \frac{\partial^2 W^*}{\partial t^2} \cdot \left( \frac{\partial t}{\partial z} \right)^2 + \frac{\partial W^*}{\partial t} \cdot \frac{\partial t}{\partial z} \cdot \frac{\partial^2 t}{\partial z^2}. \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Substituting (8) into (6), we obtain

$$f_m = \mu_0 \chi \left[ \frac{\partial W}{\partial t} \cdot \frac{\partial^2 W^*}{\partial t^2} \left( \frac{\partial t}{\partial z} \right)^3 + \frac{\partial W}{\partial t} \cdot \frac{\partial W^*}{\partial t} \cdot \left( \frac{\partial t}{\partial z} \right)^2 \cdot \frac{\partial^2 t}{\partial z^2} \right]. \quad (9)$$

The latter expression is a complex function whose real and imaginary parts are the force components, correspondingly by axes  $x$  and  $y$ .

Thus, the problem posed above for expressing the ponderomotive force of a magnetic field through the parameters of conformal transformation is solved.

Expression (9) becomes essentially simpler when the initial domain can be mapped on a band of a uniform field with strength  $H_0$ . Then  $\partial W / \partial t = \partial W^* / \partial t = H_0$ ;  $\partial^2 W^* / \partial t^2 = 0$  and (9) transforms to the form

$$f_m = \mu_0 \chi H_0^2 \left( \frac{\partial t}{\partial z} \right)^2 \cdot \frac{\partial^2 t}{\partial z^2}. \quad (10)$$

In cases where researchers are only interested in the value of the ponderomotive force module, expression (9) can also be transformed to a form more convenient to use. With this purpose in view, (6) will be written as

$$|f_m| = \mu_0 \chi \left| \frac{\partial W}{\partial z} \right| \cdot \left| \frac{\partial^2 W}{\partial z^2} \right| = \mu_0 \chi |H_z| \cdot \left| \frac{\partial H_z}{\partial z} \right|, \quad (11)$$

where  $H_z$  is the magnetic field strength in plane  $z$ .

In (11) from a derivative by  $z$  we pass to a derivative by  $t$  and, additionally, take into account that [10]

$$|H_z| = \frac{|H_t|}{|\partial z / \partial t|}. \quad (12)$$

Then expression (11) for the module of specific ponderomotive force will be of the form

$$|f_m| = \mu_0 \chi \frac{|H_t| \cdot |\partial H_t / \partial t|}{\left| (\partial z / \partial t)^2 \right|}, \quad (13)$$

where  $H_t$  is the magnetic field strength in mapped plane  $t$ .

Thus, specific ponderomotive force  $f_m$  or its module in all obtained expressions (9), (10), (13) are got as functions of  $t$ . Based on this, the calculation is as follows: coordinate  $z$  is assigned in the researched domain; solving transcendental equation (7) the corresponding  $t$  is found; the required value of the force for the found  $t$  is calculated by one of expressions (9), (10), (13).

Consider the examples of calculating ponderomotive force in the working zone of poles of various shapes, which can serve as a model for the research of traction performance of electromagnetic systems of magneto-separating devices [2, 12].

**Example 1.** Poles in the form of two end plates of the same size (Fig. 1).

The initial domain of the field in plane  $z$  will be mapped on plane  $t$  as shown in Fig. 1,  $b$ . In this case the coordinates of domains  $t$  and  $z$  are interrelated by expression [10]

$$\frac{\partial z}{\partial t} = \frac{p}{2a K(k)} \left\{ \left[ 1 - \left( \frac{z}{a} \right)^2 \right] \left[ 1 - \left( \frac{z}{b} \right)^2 \right] \right\}^{-1/2}, \quad (14)$$

where  $K(k)$  – a complete elliptic integral of the first kind with module  $k = a/b$ .

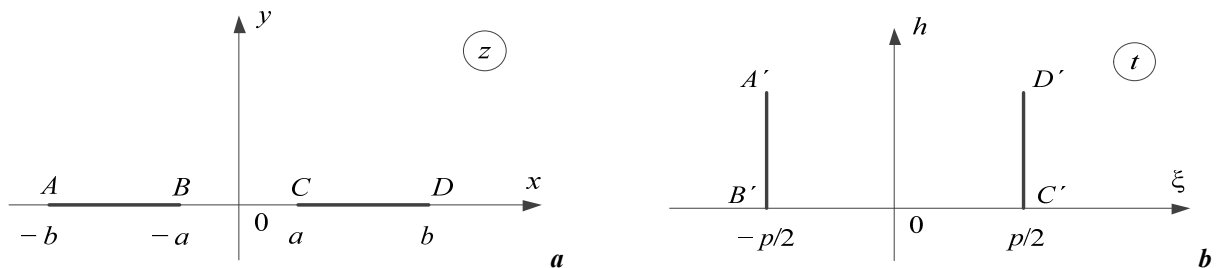


Fig. 1

Since the analyzed domain is mapped in a plane on a band with a uniform field, expression (10) can be used to calculate ponderomotive force. As a result of simple transformations, the required expression for a specific ponderomotive force between two equal bands of finite width has the form

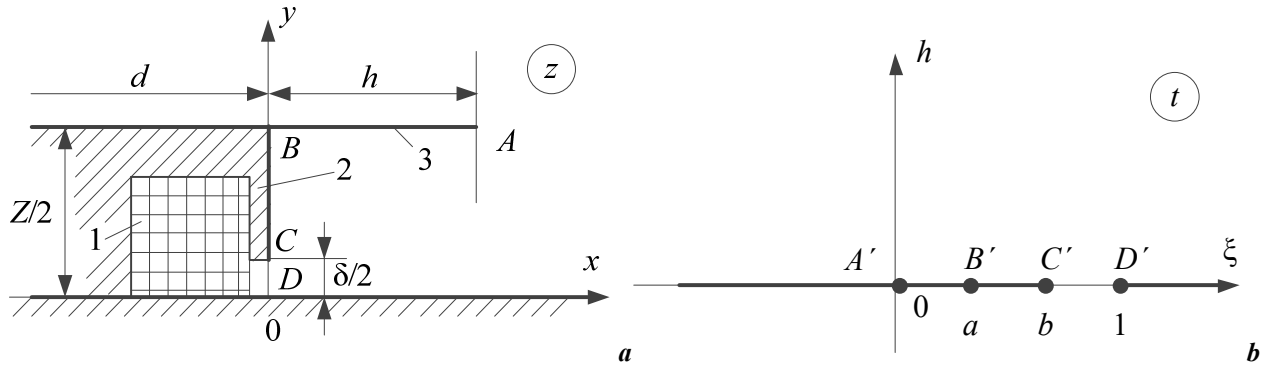
$$f_m = \mu_0 \chi \frac{U_0^2}{4K^2(k)} \cdot \frac{z}{a^4} \cdot \frac{\left[ 1 - 2(z/b)^2 + (a/b)^2 \right]}{\left[ 1 - (z/a)^2 \right]^2 \left[ 1 - (z/b)^2 \right]^2}, \quad (15)$$

where  $U_0 = H_0 p$  is the difference of potentials between poles (in the form of two end plates).

From (15) it is easy to find the expression obtained in the traditional way and used in practice [2] to determine the ponderomotive force on the poles vertical axis of symmetry, which in this case (at  $z = jy$ ) has only a component by axis  $y$ :

$$f_{my} = \mu_0 \chi \frac{U_0^2}{4K^2(k)} \cdot \frac{y}{a^4} \cdot \frac{\left[ 1 + 2(y/b)^2 + (a/b)^2 \right]}{\left[ 1 + (y/a)^2 \right]^2 \left[ 1 - (y/b)^2 \right]^2}. \quad (16)$$

**Example 2.** In practice the width  $Z$  of the magnetic system of pulley separator and the pulley diameter  $d$  is large compared to the airgap  $\delta$ , magnetic collar (shunt) height  $h$  and the depth of extraction, which is height of the material transported. Hence, as it showed in [12], for the determination of fields and forces a pulley electromagnetic separator with magnetic collar may be presented as a planar and two-dimensional structure (Fig. 2, a). The configuration of the poles, the correspondence of the points, and the transformation of the initial domain are shown in Fig. 2 ( $1$  is the magnetizing coil,  $2$  is the magnetic circuit,  $3$  is the magnetic collar (shunt)).



**Fig. 2**

In this case the function of conform transformation is of the form [10–12]:

$$z = \frac{Z}{\pi(a+1)} \left\{ \left[ (t-1)(t-a) \right]^{1/2} + (a+1) \ln \left[ (t-1)^{1/2} + (t-a)^{1/2} \right] \right\} - \frac{Z}{2\pi} \ln(1-a), \quad (17)$$

where  $a$  is the certain parameter (Fig. 2, b), found by equation

$$\frac{\pi h}{Z} = \left\{ \frac{a^{1/2}}{a+1} + \ln \left[ \frac{a^{1/2} + 1}{(1-a)^{1/2}} \right] \right\}. \quad (18)$$

The module of the magnetic field strength in the mapped domain (Fig. 2, b) [9]

$$|H_t| = \frac{U_0}{\pi} \left[ t^2 - t(1+b) + b \right]^{-1/2}, \quad (19)$$

where  $U_0$  is the difference of the potentials between the poles;  $b$  is the certain parameter (Fig. 2, b) found by equation

$$\frac{\pi \delta}{Z} = \operatorname{arctg} \left( \frac{1-b}{b-a} \right)^{1/2} + \left[ (1-b)(b-a) \right]^{1/2} / (a+1). \quad (20)$$

The module of the magnetic field strength in the initial domain

$$|H_z| = U_0 \frac{a+1}{Z} \left| \frac{1}{t} \left( \frac{t-1}{t-b} \right)^{1/2} \right|. \quad (21)$$

Then, for the module of the ponderomotive force, it is easy to obtain the following expression from (13), using (17) – (21)

$$|f_m| = \mu_0 \chi \pi \frac{U_0^2}{2} \left( \frac{a+1}{Z} \right)^3 \frac{\left[ (t-a)(t-1) \right]^{1/2}}{t^4 (t-b)^2} \left[ 2t^2 - t(3a+b) + 2ab \right].$$

The latter expression allows optimizing the geometry of ferromagnetic shunts of electromagnetic pulleys [8, 12].

**Conclusion.** The problem of transformation of well-known calculated expression of the specific ponderomotive force of the magnetic field in the working zone of the poles was solved. It allows to calculate ponderomotive force directly, having only the function of conformal transformation of pole configuration in initial plane  $z$  on mapped domain  $t$ .

It should be mentioned that, since the expressions for the specific ponderomotive force of magnetostatic and electrostatic fields are similar [7], the found expressions can also be used in the calculation of systems operating on the principle of ponderomotive action of the electrostatic field.



1. Tolmachev E. G., Fainshtein E. G. Generalized analysis of magnetic fields of drum separators. *Izvestiya VUZov. Hornyi Journal*. 1973. No 1. Pp. 149–153. (Rus)
2. Zakharova M. S, Smolkin R. D. On the calculation of two-pole electromagnetic iron separators and separators. *Obogashchenie poleznykh iskopaemykh*. 1972. No 11. Pp. 51–56. (Rus)
3. Alam F. R., Abbaszadeh K. Magnetic Field Analysis in Eccentric Surface-Mounted Permanent-Magnet Motors Using an Improved Conformal Mapping Method. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2016. Vol. 31. No 1. Pp. 333-344.
4. Smolkin M. R., Smolkin R. D. Calculation and analysis of the magnetic force acting on a particle in the magnetic field of separator: analysis of the equations used in the magnetic methods of separation. *IEEE Transactions on magnetics*. 2006. Vol. 42, No 11. Pp. 3682–3693.
5. Smolkin M. R., Smolkin R. D., Smolkin E. R. Analysis of magnetic fields and circuits in separators with plane-parallel and plane-meridian symmetry. *IEEE Transactions on magnetics*. 2008. Vol. 44, No 8. Pp. 1990–2001.
6. Zagirnyak M. V. A simplified calculation of magnetic field strength over the middle of the gap of double-pole magnetic iron separator. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 5. Pp. 100–103.  
DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.05.100>
7. Tamm I. E. Fundamentals of electricity theory. Moskva: Nauka, 1976. 616 p. (Rus)
8. Zagirnyak M. V., Branspiz Yu. A., Shvedchikova I. A. Magnetic separators: design problems. Kyiv: Technika, 2011. 224 p. (Rus)
9. Fainshtein E. G. Some properties of ponderomotive forces in a potential magnetic field. *Elektrichestvo*. 1974. No 3. Pp. 71–74. (Rus)
10. Bins K., Laurenson P., Trowbridge C. The analytical and numerical solution of electrical and magnetic fields. Chichester: Wiley, 1992. 470 p.
11. Markushevich A. I. A short course in the theory of analytic functions. Moskva: Nauka, 1978. 415 p. (Rus)
12. Kartashian V. O., Zagirnyak M. V., Branspiz Yu. A., Vorobiev N. G. Calculation of ponderomotive forces of electromagnetic pulleys with ferromagnetic shunts. *Izvestiya VUZov. Hornyi Journal*. 1981. No 7. Pp. 117–121. (Rus)

УДК 621.318.3

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОНДЕРОМОТОРНОЙ МАГНИТНОЙ СИЛЫ ПРИ РАСЧЕТЕ ПОЛЯ МЕТОДОМ КОНФОРМНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

М. В. Загирняк, докт. техн. наук

Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского  
ул. Первомайская, 20, Кременчуг, 39600, Украина.

E-mail: [mzagirn@kdu.edu.ua](mailto:mzagirn@kdu.edu.ua)

*При исследовании устройств, в которых используется пондеромоторное действие магнитного поля, широкое применение получил метод конформного преобразования, позволяющий проводить анализ и расчет стационарных двухмерных электрических и магнитных полей, удовлетворяющих уравнению Лапласа, и значительно упростить задачу расчета поля. Основным недостатком этого метода является отсутствие общего способа нахождения комплексного потенциала  $u$ , как следствие, невозможность получения выражения для напряженности поля и его пондеромоторной силы в явном виде как функции координат в исходной области. В данной работе решается задача непосредственного нахождения выражения для удельной пондеромоторной силы магнитного поля с использованием комплексного потенциала при известной функции конформного преобразования. Рассмотренные примеры расчета пондеромоторной силы в рабочей зоне полюсов различной формы могут служить моделью для исследования тяговых рабочих характеристик электромагнитных систем магнитно-сепарирующих устройств. Кроме того, полученные выражения также могут использоваться при расчете систем, работающих на принципе пондеромоторного действия электростатического поля. Библ. 12, рис. 2.*

**Ключевые слова:** пондеромоторная сила, напряженность магнитного поля, метод конформного преобразования, магнитные системы.

1. Толмачев Е. Г., Файнштейн Э. Г. Обобщенный анализ магнитных полей барабанных сепараторов. *Изв. ВУЗов. Горный журнал*. 1973. № 1. С. 149–153.

2. Захарова М. С, Смолкин Р. Д. О расчете двухполюсных электромагнитных железоотделителей и сепараторов. *Обогащение полезных ископаемых*. 1972. № 11. С. 51–56.

3. Alam F. R., Abbaszadeh K. Magnetic Field Analysis in Eccentric Surface-Mounted Permanent-Magnet Motors Using an Improved Conformal Mapping Method. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2016. Vol. 31. No 1. Pp. 333-344.

4. Smolkin M. R., Smolkin R. D. Calculation and analysis of the magnetic force acting on a particle in the magnetic field of separator: analysis of the equations used in the magnetic methods of separation. *IEEE Transactions on magnetics*. 2006. Vol. 42. No 11. Pp. 3682–3693.

5. Smolkin M. R., Smolkin R. D., Smolkin E. R. Analysis of magnetic fields and circuits in separators with plane-parallel and plane-meridian symmetry. *IEEE Transactions on magnetic*. 2008. Vol. 44. No 8. Pp. 1990–2001.

6. Zagirnyak M. V. A simplified calculation of magnetic field strength over the middle of the gap of double-pole magnetic iron separator. *Техн. електродинаміка*. 2018. № 5. С. 100–103.

DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2018.05.100>

7. Тамм И. Е. Основы теории электричества. М.: Наука, 1976, 616 с.

8. Загирняк М. В., Бранспиз Ю. А., Шведчикова И. А. Магнитные сепараторы: проблемы проектирования. К.: Техніка, 2011. 224 с.

9. Файнштейн Э. Г. О некоторых свойствах пондеромоторных сил в потенциальном магнитном поле. *Электричество*. 1974. № 3. С. 71–74.

10. Bins K., Laursen P., Trowbridge C. The analytical and numerical solution of electrical and magnetic fields. Chichester: Wiley, 1992. 470 p.

11. Маркушевич А. И. Краткий курс теории аналитических функций. М: Наука, 1978. 415 с.

12. Карташян В. О., Загирняк М. В., Бранспиз Ю. А., Воробьев Н. Г. Расчет пондеромоторных сил электромагнитных шкивов с ферромагнитными шунтами. *Изв. ВУЗов. Горный журнал*. 1981. № 7. С. 117–121.

УДК 621.318.3

## **ВИЗНАЧЕННЯ ПОНДЕРОМОТОРНОЇ МАГНІТНОЇ СИЛИ ПРИ РОЗРАХУНКУ ПОЛЯ МЕТОДОМ КОНФОРМНОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ**

**М. В. Загирняк**, докт. техн. наук

**Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського**

**вул. Першотравнева, 20, м. Кременчук, 39600, Україна.**

**E-mail:** [mzagirn@kdu.edu.ua](mailto:mzagirn@kdu.edu.ua)

*У процесі дослідження пристроїв, в яких використовується пондеромоторна дія магнітного поля широке застосування отримав метод конформного перетворення, який дає змогу проводити аналіз і розрахунок стаціонарних двовимірних електричних і магнітних полів, що задовольняють рівнянню Лапласа, а також значно спростити задачу розрахунку поля. Але його основним недоліком є відсутність загального способу знаходження комплексного потенціалу, що унеможливило отримання виразів для напруженості поля і його пондеромоторної сили в явному вигляді як функції координат у вихідній області. У даній роботі вирішується завдання безпосереднього знаходження виразу для питомої пондеромоторної сили магнітного поля з використанням комплексного потенціалу при відомій функції конформного перетворення. Розглянуті приклади розрахунку пондеромоторної сили в робочій зоні полюсів різної форми можуть служити моделлю задля дослідження тягових робочих характеристик електромагнітних систем магнітно-сепаруючих пристроїв. Крім того, отримані вирази також можуть використовуватися задля розрахунку систем, що працюють на принципі пондеромоторної дії електростатичного поля. Бібл. 12, рис. 2.*

**Ключові слова:** пондеромоторна сила, напруженість магнітного поля, метод конформного перетворення, магнітні системи.

Надійшла 19.02.2020

Остаточний варіант 20.03.2020

## ДОСЛІДЖЕННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ СИЛОВИХ КАБЕЛІВ, ПРОКЛАДЕНИХ У ПОЛІЕТИЛЕНОВИХ ТРУБАХ З МАГНІТНИМИ ВЛАСТИВОСТЯМИ

А.А.Щерба\*, чл.кор. НАН України, 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)

*Розраховано та проаналізовано магнітне поле на поверхні землі підземної одноланцюгової кабельної лінії на напругу 330 кВ у разі, коли кабелі лінії прокладені в поліетиленових трубах. На відміну від традиційного випадку передбачається, що у поліетиленових трубах додана магнітна дрібнодисперсна фракція, і за рахунок цього поліетиленовий матеріал має ефективні магнітні властивості. Такі труби можуть виконувати функції магнітного екрану, що знижує магнітне поле на поверхні ґрунту. Досліджено два різні конструктивні варіанти: 1) кожен фазний кабель розташований в окремій трубі з магнітними властивостями і 2) всі три кабелі знаходяться в загальній трубі. Показано, що використання трьох поліетиленових труб як магнітних екранів є неефективним, а у разі однієї загальної для всіх кабелів труби поле на поверхні землі може бути знижено на порядок. Досліджено вплив ефективної магнітної проникності матеріалу труби, а також розмірів труби (радіуса, товщини стінки) і форми (замкненої у перерізі або напівкруглої труби) на ефективність екранування магнітного поля на поверхні ґрунту. Бібл. 14, рис. 6.*

**Ключові слова:** підземна кабельна лінія, поліетиленова труба, ефективна магнітна проникність, магнітний екран, допустимий рівень магнітного поля, комп'ютерне моделювання.

**Вступ.** Світовими тенденціями у галузі сучасного розвитку кабельної техніки є: застосування високовольтних силових кабелів з ізоляцією зі зшитого поліетилену, вдосконалення способів спорудження кабельних ліній, виконаних на основі таких кабелів і забезпечення високого рівня техніко-екологічної безпеки кабельних систем [1].

Існує декілька основних способів прокладки кабельних ліній на напругу 6–500 кВ – у ґрунті, залізобетонних лотках, поліетиленових трубах, кабельних тунелях. Останнім часом поліетиленові труби широко застосовуються для прокладки силових кабелів високої та надвисокої напруги [2, 3]. Такі труби забезпечують, насамперед, захист й герметизацію кабелів, характеризуються механічною міцністю, пластичністю, стійкістю до вигинів на трасі прокладки, мають малу вагу, прийнятну вартість, тривалий термін експлуатації без додаткового обслуговування, а також простий ремонт і заміну кабелю в ході його експлуатації. Саме тому поліетиленові труби є одним з найкращих рішень для підземної прокладки силових кабелів.

У роботі [3] описано переваги та досвід застосування полімерних труб як важливого елемента кабельної системи. Вплив поліетиленових труб на теплові процеси в кабелях досліджено у статті [2], в якій зроблено висновок про те, що прокладання кабельних ліній у трубах не є основною причиною зниження їхньої пропускної спроможності. Деякі практичні питання вибору матеріалу, діаметра і товщини труб розглянуто у роботі [4].

У зв'язку з актуальністю використання поліетиленових труб для прокладання сучасних високовольтних кабелів на протяжних ділянках трас (не менше 500 м), а також необхідністю зниження рівня магнітного поля, створюваного кабелями у навколишньому просторі при їхньому прокладанні у густонаселених районах мегаполісів, у даній роботі пропонується використання поліетиленових труб, що мають магнітні властивості. Для надання таких властивостей на етапі виготовлення труб у поліетилен пропонується додавати магнітну компоненту, наприклад, магнітні мікро- або наночастки, і, таким чином, надавати матеріалу ефективні магнітні властивості. У цьому випадку, з одного боку, підвищується теплопровідність матеріалу труб, що є сприятливим фактором щодо відведення тепла від кабелів. З іншого боку, поліетиленові труби з магнітними властивостями можуть виконувати роль магнітних екранів, які зменшують магнітне поле силових кабелів на поверхні ґрунту, наприклад, до рівня, регламентованого нормативними документами [5]. Існує також альтернативний спосіб надання магнітних властивостей поліетиленовим трубам – на поверхню труб при їхньому укладанні наносить-



ся у вигляді тонкого шару плівка з полімерного матеріалу, що має магнітні властивості. Обидва зазначені способи можуть бути реалізовані на практиці. Однак питання визначення ефективності зниження магнітного поля, що створюється кабельними лініями, за допомогою таких магнітних екранів залишається невивченим. У той же час усі можливі шляхи зниження магнітного поля на поверхні землі до регламентованого рівня (0,5 мкТл відповідно до санітарних норм України [5]) є предметом дослідження багатьох робіт, наприклад, [6–11].

Метою даної роботи є кількісне дослідження ефективності зниження рівня магнітного поля, що створюється трифазною підземною кабельною лінією на поверхні ґрунту, за умови, що кабелі в лінії прокладені у поліетиленових трубах, які мають магнітні властивості, а значить виконують додатково роль магнітних екранів.

**Опис фізичної і математичної моделей кабельної лінії.** Дослідження виконується для надвисоковольтної підземної кабельної лінії (напругою 330 кВ) з номінальним струмом 630 А. Така лінія сьогодні використовується для постачання сталеливарного комплексу заводу "Дніпросталь" [12]. Лінія складається з трьох однофазних кабелів, розташованих в ґрунті трикутником на глибині 1,5 м. Характеристики кабелів наведено у статті [12].

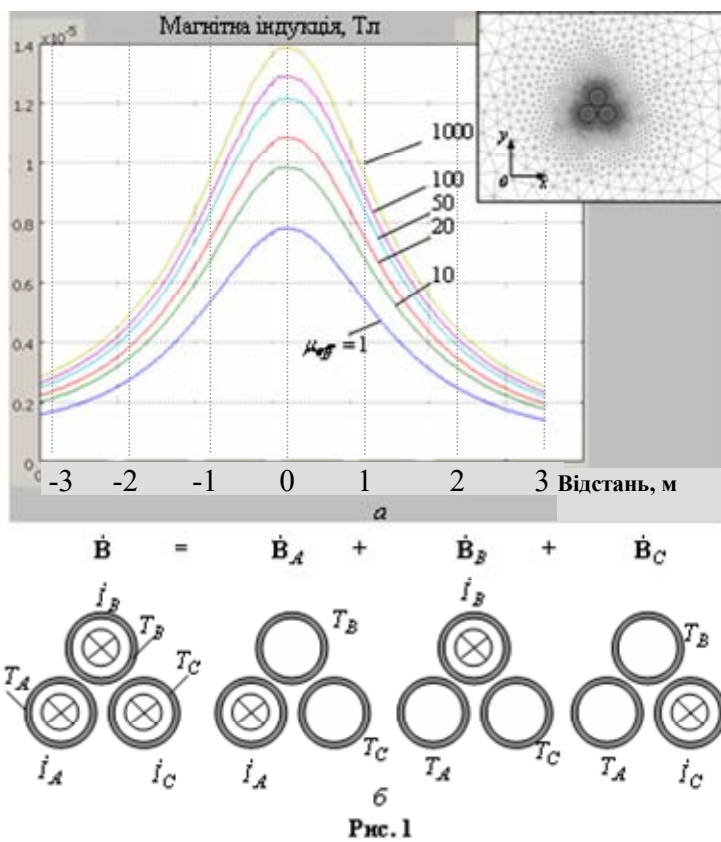


Рис. 1

жилах кабелів. У процесі розрахунку магнітного поля струми в зовнішньому електропровідному екрані кожного кабелю не враховуються, що відповідає режиму заземлення цих екранів тільки з одного боку або випадку транспонування екранів кабелів, що реалізовано на практиці у досліджуваній лінії.

Електромагнітна задача формулюється у декартовій системі координат у площині  $xOy$  (див. вставку вгорі рис. 1, а) відносно комплексного векторного магнітного потенціалу  $\dot{A} = (0, 0, \dot{A}_z)$ , що має єдину  $z$ -складову  $\dot{A}_z(x, y)$ .

Векторний потенціал  $\dot{A}$  визначається з розв'язку наступної системи диференціальних рівнянь [1]: – в області струмопровідних жил кабелів:

$$j\omega\sigma\dot{A} + \nabla \times (\mu_0^{-1} \nabla \times \dot{A}) = \sigma \Delta \dot{U}_i / L, \quad i = 1 \dots 3, \quad (1)$$

$$\int_{S_i} \dot{J}_z dS = \int_{S_i} (-j\omega\sigma\dot{A}_z + \sigma \Delta \dot{U}_i / L) dS = \dot{I}_i; \quad (2)$$

У даній роботі передбачається, що кабелі прокладено у поліетиленових трубах, матеріал яких має магнітні властивості. Розглядаються два конструктивних варіанта: кожен кабель розташований в окремій трубі і 2) всі три кабелі знаходяться в одній загальній поліетиленовій трубі. В обох випадках труби мають магнітні властивості, які характеризуються ефективною магнітною проникністю  $\mu_{eff}$ , значення якої може змінюватися у загальному випадку в широких межах.

Електромагнітне поле моделюється в усталеному гармонічному режимі для двовимірного випадку – в поперечному перерізі кабельної лінії, що є справедливим для досить протяжної кабельної лінії, прокладеної паралельно поверхні ґрунту, і однакових умов прокладання кабелів по всій трасі.

Джерелами змінного магнітного поля є трифазні струми промислової частоти, що протікають у

– в області ґрунту зі слабо провідними властивостями:

$$j\omega\sigma_g \dot{\mathbf{A}} + \nabla \times (\mu_0^{-1} \nabla \times \dot{\mathbf{A}}) = \sigma_g \Delta \dot{U}_g / L, \quad (3)$$

$$\int_{S_g} \dot{J}_z dS = \int_{S_g} (-j\omega\sigma_g \dot{A}_z + \sigma_g \Delta \dot{U}_g / L) dS = 0; \quad (4)$$

– в області повітря і в поліетиленовій трубі з магнітними властивостями

$$\nabla \times (\mu_0^{-1} \mu_{eff}^{-1} \nabla \times \dot{\mathbf{A}}) = 0, \quad i = 1, 2. \quad (5)$$

Тут  $\omega$  – кутова частота струму;  $\sigma$ ,  $\sigma_g$  – електропровідність матеріалу жили і ґрунту, відповідно;  $\mu_{eff}$  – ефективне значення відносної магнітної проникності матеріалу труби;  $\dot{J}_z$  – густина струму в провідному середовищі;  $S_i$ ,  $S_g$  – поперечний переріз жили  $i$ -го кабелю і ґрунту, відповідно;  $\Delta \dot{U}_i$  – падіння напруги у провідному середовищі на ділянці довжиною  $L$ ;  $\dot{I}_i$  – комплексна величина струму в жилі  $i$ -ого кабелю (вважається відомою та рівною струму кабелю у номінальному режимі).

Стосовно рівнянь (3), (4), які описують процеси у ґрунті, відзначимо, що струми, наведені в області ґрунту, слабо впливають на магнітне поле, створюване струмами промислової частоти у жилах. Однак їхній вплив є суттєвим на високих частотах, коли досліджуються, наприклад, комутаційні явища та грозові перенапруги. Тому врахування струмів у ґрунті проведено з метою розширення математичної моделі.

Як граничні умови на всіх зовнішніх границях розрахункової області вибирається умова магнітної ізоляції –  $\dot{A}_z = 0$ . Для чисельного розв'язку системи (1)–(5) використовується метод кінцевих елементів, реалізований у пакеті програм Comsol [12].

**Результати комп'ютерного моделювання.** Далі наводяться і аналізуються результати моделювання трьох конструктивних варіантів кабельної лінії з магнітними екранами, розташованої в поліетиленових трубах, матеріал яких має додатково магнітні властивості: 1) кожен фазний кабель розташований в окремій трубі; 2) всі три кабелі розташовані в одній загальній трубі; 3) всі три кабелі знаходяться під незамкненим магнітним екраном – напівкруглою трубою.

*Розташування кожного кабелю в окремій поліетиленовій трубі (варіант 1).* Внутрішній радіус усіх трьох труб вибирається рівним 47 мм, товщина стінки труби –  $\Delta = 6$  мм. Розраховується розподіл діючого значення магнітного поля  $B = \sqrt{|\dot{B}_x|^2 + |\dot{B}_y|^2} / \sqrt{2}$  на поверхні ґрунту безпосередньо над кабельною лінією при різних значеннях відносної ефективної магнітної проникності матеріалу труб  $\mu_{eff} = 1 \div 1000$ , при цьому значення  $\mu_{eff} = 1$  відповідає полю без магнітного екрана. Результати розрахунків для цього випадку наведено на рис. 1, а, де на вставці показано фрагмент розрахункової області поблизу кабелів з кінцево-елементною сіткою. Наведені на рис. 1, а графіки свідчать, що наявність магнітних властивостей у матеріалі поліетиленових труб призводить до зворотного, з точки зору екранування поля, ефекту – збільшення значення магнітного поля на поверхні землі. Причому, чим сильніше виявляються магнітні властивості, тобто чим більше значення  $\mu_{eff}$ , тим вище магнітне поле на поверхні землі.

Пояснення цього ефекту полягає у наступному [13].

Припустимо, що відокремлений провідник зі струмом (одна жила кабелю) знаходиться в трубі з магнітними властивостями. Тоді у разі симетричного розташування провідника всередині труби і зміні магнітної проникності труби  $\mu_{eff}$  магнітне поле  $\mathbf{B}$  поза об'ємом труби не змінюється. Воно збільшиться лише всередині труби в  $\mu_{eff}$  раз.

Магнітне поле трифазної кабельної лінії при наявності трьох магнітних труб і при лінійній постановці задачі можна представити як суперпозицію трьох полів, що створюються струмом кожного з трьох кабелів окремо при наявності магнітних елементів – трьох труб (рис. 1, б). У цьому випадку результуюче поле визначається сумою полів, створюваних кожним струмом окремо, тобто  $\mathbf{B} = \mathbf{B}_A + \mathbf{B}_B + \mathbf{B}_C$ . Поле  $\mathbf{B}_B$  на поверхні ґрунту, як показують чисельні розрахунки, збільшується за рахунок наявності у розрахунковій області магнітних елементів – труб  $T_A$  і  $T_C$  – приблизно на 5

мкТл (розрахунки проводилися при  $\mu_{eff} = 100$ ). Змінення полів  $\vec{B}_A$  і  $\vec{B}_C$ , обумовлені наявністю магнітних елементів – труб, відповідно,  $T_B$ ,  $T_C$  і  $T_A$ ,  $T_B$ , відбуваються у меншій мірі і приблизно взаємно компенсуються, оскільки провідники фаз  $A$  і  $C$  розташовані симетрично щодо центру симетрії. З іншого боку, з рис. 1, а видно, що максимальне поле на поверхні ґрунту при наявності трьох магнітних труб з  $\mu_{eff} = 100$  збільшується також на 5 мкТл (з 8 до 13 мкТл).

Наведені комп'ютерні результати показують, що поліетиленові труби, що мають магнітні властивості, не забезпечують зниження магнітного поля на поверхні ґрунту, а навпаки, призводять до його збільшення. Зазначимо, що прояв ефекту збільшення магнітного поля на поверхні землі при прокладанні кабелів у поліетиленових трубах з більш високими магнітними властивостями залежить у загальному випадку від багатьох чинників: розташування кабелів (горизонтально або трикутником), відстані між ними, глибини прокладання в землі, розмірів труб та їхніх магнітних властивостей.

*Розташування трьох кабелів в одній загальній трубі з магнітними властивостями (варіант 2).* Комп'ютерні розрахунки для цього випадку виконувалися для труби з внутрішнім радіусом  $R = 0,3$  м і товщиною стінки  $\Delta = 2$  см. Розподіл магнітної індукції  $|\vec{B}|$  на поверхні ґрунту при різних магнітних властивостях загальної труби показано на рис. 2. Розрахункові дані свідчать про високу ефективність

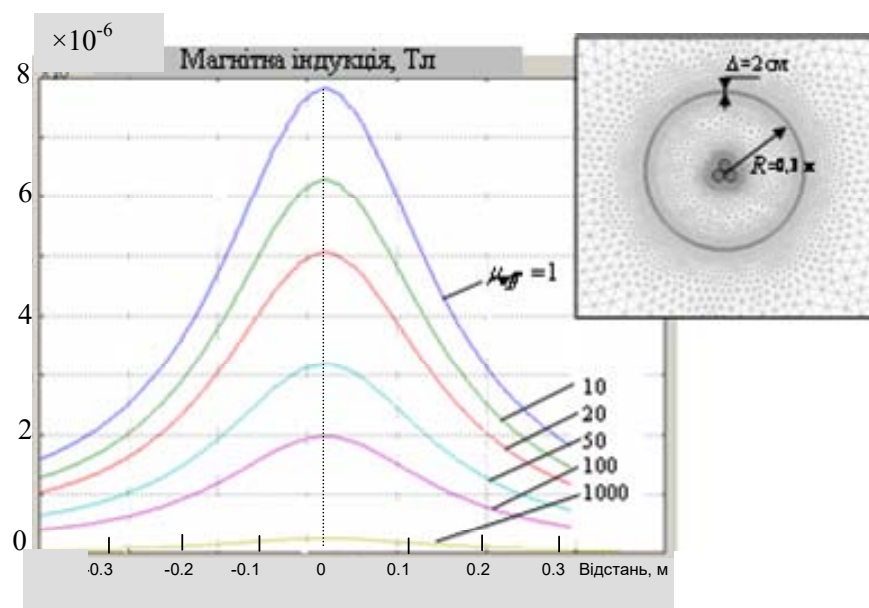


Рис. 2

такого способу магнітного екранування – із зростанням значення  $\mu_{eff}$  труби магнітне поле на поверхні землі зменшується. При  $\mu_{eff} \geq 1000$  поле стає нижче допустимого значення 0,5 мкТл відповідно до встановлених в Україні санітарних норм [5]. При цьому максимальне значення поля на поверхні землі знижується у  $7,8/0,2 = 39$  разів.

*Вплив радіуса поліетиленової труби на рівень магнітного поля.* Комп'ютерні розрахунки магнітного поля  $|\vec{B}|$  на поверхні ґрунту проводилися при різних значеннях внутрішнього радіуса поліетиленової труби з магнітною

проникністю  $\mu_{eff} = 100$ . Товщина стінки труби задавалася рівної  $\Delta = 2$  см = const. Результати моделювання на рис. 3 показують, що труба меншого радіуса забезпечує більш ефективне екранування магнітного поля.

На рис. 4 показано розподіл магнітного поля  $|\vec{B}|$  на поверхні землі при різній товщині  $\Delta$  поліетиленової труби з  $\mu_{eff} = 100$ , в якій розташовані всі три кабелі. Внутрішній радіус труби становить 0,7 м. Видно, що при збільшенні товщини стінки труби від 1 до 6 см рівень поля знижується більш, ніж у 1,7 разів.

Оскільки, згідно з даними рис. 3, зниження магнітного поля кабелів можливо за рахунок зменшення радіуса труби, на рис. 5 показано криві змінення магнітного поля на поверхні ґрунту при радіусі поліетиленової труби 0,15 м і різній товщині її стінки  $\Delta$ . Комбінування двох способів зниження поля – за рахунок зменшення радіуса труби і збільшення її товщини – дає змогу знизити поле до допустимого згідно з санітарними нормами значення 0,5 мкТл за умови магнітної проникності труби  $\mu_{eff} > 100$ . Зона відчуження при обраних значеннях  $\Delta = 2 \div 6$  см змінюється у межах 1  $\div$  3,6 м і залежить від товщини стінки труби  $\Delta$ .

*Вплив форми магнітного екрана (варіант 3).* Та обставина, чи є магнітний екран замкненим (у напрямку магнітних силових ліній) або розімкненим, у значній мірі визначає його екранувальні влас-

тивості. Це підтверджують розрахункові результати, наведені на рис. 6. Тут порівнюються дві конструкції труби – традиційна труба, що представляє замкнений магнітний екран, і напівкругла труба, що захищає кабелі тільки від верхніх шарів ґрунту, але при цьому дає змогу зменшити об'єм поліетилену. Як видно, використання напівкруглої труби як магнітного екрана ( $\mu_{eff} = 100$ ) у порівнянні з традиційною трубою такого ж радіуса і товщини призводить до збільшення магнітного поля на поверхні землі більше, ніж у 5,5 рази. З іншого боку, наявність напівкруглої труби дозволяє знизити магнітне поле на поверхні ґрунту приблизно у 2 рази у порівнянні з випадком, коли магнітний екран відсутній (рис. 1, а, графік, що відповідає  $\mu_{eff} = 1$ ).

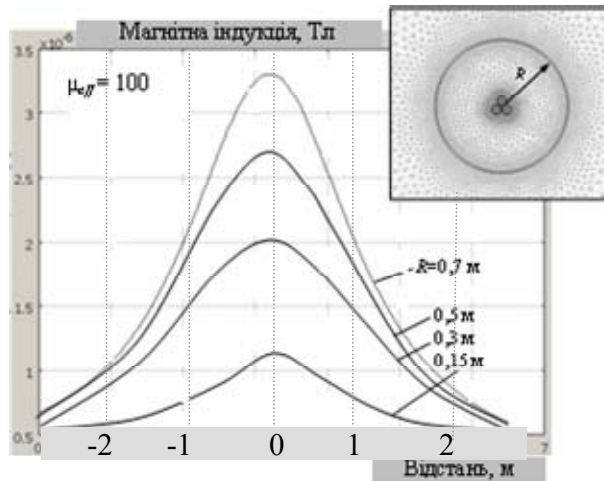


Рис. 3

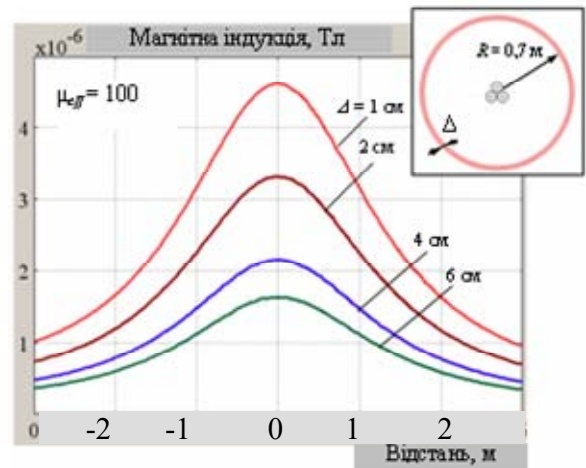


Рис. 4

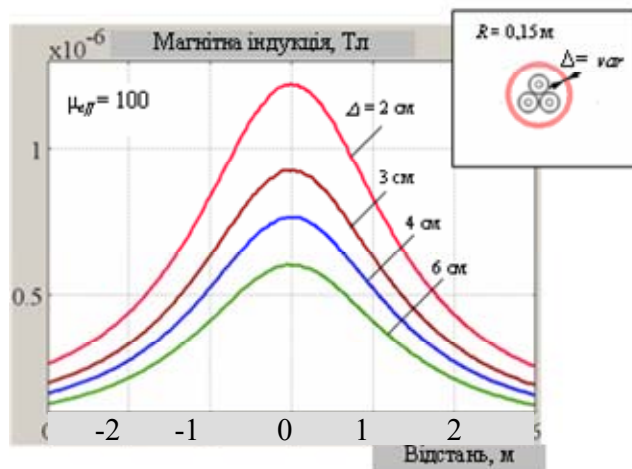


Рис. 5

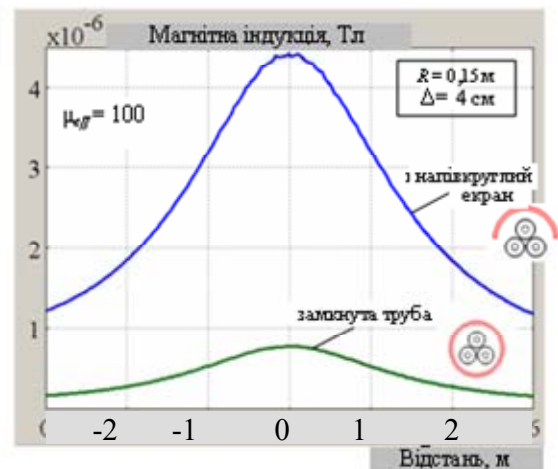


Рис. 6

**Висновки.** У роботі пропонується для прокладання силових кабелів використовувати поліетиленові труби, що мають магнітні властивості за рахунок додавання в їхній матеріал на етапі виготовлення дрібнодисперсної магнітної компоненти. Такі труби поряд з їхньою основною функцією – захисту кабелів від зовнішніх впливів – можуть виконувати роль магнітних екранів, що зменшують магнітне поле на поверхні землі.

На прикладі підземної одноланцюгової кабельної лінії 330 кВ виконано кількісний аналіз ефективності зниження рівня магнітного поля на поверхні ґрунту за рахунок застосування поліетиленових труб з магнітними властивостями. Досліджено два основних конструктивних варіанта: кожен фазний кабель розташований в окремій поліетиленовій трубі та всі три кабелі знаходяться в одній загальній трубі. Показано, що у першому випадку використання трьох труб як магнітних екранів є неефективним, а у другому випадку однієї загальної труби поле на поверхні ґрунту може бути знижено на порядок. Досліджено вплив значення ефективної магнітної проникності матеріалу труби, а також розмірів труби (радіуса, товщини стінки) і форми (замкненої у перерізі або у вигляді половини труби) на ефективність екранування магнітного поля на поверхні землі.



Роботу виконано за бюджетною темою "Розвинути теорію імпульсних і високочастотних перехідних електромагнітних процесів у енергетичних і технологічних резонансних установках та високовольтних кабельних лініях електропередачі" (Шифр "ЕЛКАБ"), номер держреєстрації 0117U007713) та частково за темою "Розроблення засобів створення інтелектуальних екологічно безпечних силових кабелів для традиційної та відновлюваної електроенергетики" Цільової комплексної програми наукових досліджень НАН України "Інтелектуальна екологічно безпечна енергетика з традиційними та відновлюваними джерелами енергії ("Нова енергетика")" на 2019–2021 рр.

1. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией на сверхвысокие напряжения. К.: І-т електродинаміки НАН України, 2013. 550 с.
2. Дмитриев М.В. Кабельные линии, проложенные в полиэтиленовых трубах. Тепловой расчет. *Новости электротехники*. 2013. № 4 (82). С. 11–17.
3. Дмитриев М.В. Полимерная труба как важнейший элемент кабельной системы 6–500 кВ. *Сети России*. 2015. № 6 (33). С. 78–83.
4. Дмитриев М., Овсянникова А. О полиэтиленовых трубах для прокладки кабельных линий. *Сети России*. 2015. № 1 (28). С. 66–69.
5. Правила улаштування електроустановок. Мінпаливенерго України, 2010. 776 с.
6. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Магнитное поле подземной кабельной линии 330 кВ и способы его уменьшения. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 5. С. 3–9. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.003>
7. De Wulf M., Wouters P., Sergeant P., Dupré L., Hoferlin E., Jacobs S., Harlet P. Electromagnetic shielding of high-voltage cables. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2007. No 316. Pp. 908–911.
8. Кучерявая И.Н. Экранирование подземной кабельной линии сверхвысокого напряжения с помощью плоского ферромагнитного экрана. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 6. С. 13–17. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.013>
9. Farag A.S., Dawoud M.M., Habiballah I.O. Implementation of shielding principles for magnetic field management of power cables. *Electric Power Systems Research*. 1999. 48. Pp. 193–209.
10. Розов В.Ю., Гринченко В.С., Ткаченко А.О. Расчет магнитного поля трехфазных кабельных линий при двустороннем замыкании собственных экранов кабелей, охваченных ферромагнитными сердечниками. *Електротехніка і електромеханіка*. 2017. № 5. С. 44–47. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.5.06>
11. Розов В.Ю., Гринченко В.С., Ерисов А.В., Добродеев П.Н. Эффективное контурное экранирование магнитного поля трехфазных кабельных линий при ограниченном тепловом воздействии на силовые кабели. *Електротехніка і електромеханіка*. 2019. № 6. С. 50–54. <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.6.07>
12. Лях В.В., Молчанов В.М., Судакова И.В., Павличенко В.П. Кабельная линия напряжением 330 кВ – новый этап развития электрических сетей Украины. *Електрические сети и системы*. 2009. № 3. С. 16–21.
13. Comsol multiphysics modeling and simulation software. URL: <http://www.comsol.com/>
14. Джексон Дж. Классическая электродинамика. М.: Мир, 1965. 703 с.

УДК 621.315.2 : 004.94

## ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ СИЛОВЫХ КАБЕЛЕЙ, ПРОЛОЖЕННЫХ В ПОЛИЭТИЛЕНОВЫХ ТРУБАХ С МАГНИТНЫМИ СВОЙСТВАМИ

Щерба А.А., чл. корр. НАН України, Подольцев А.Д., докт. техн. наук, Кучерявая И.Н., докт. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.

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

Рассчитано и проанализировано магнитное поле на поверхности земли подземной одноцепной кабельной линии на напряжение 330 кВ в случае, когда кабели линии проложены в полиэтиленовых трубах. В отличие от традиционного случая предполагается, что в полиэтилен труб добавлена магнитная мелкодисперсная фракция, и за счет этого полиэтиленовый материал обладает эффективными магнитными свойствами. Такие трубы могут выполнять функции магнитного экрана, снижающего магнитное поле на поверхности грунта. Исследованы два различных конструктивных варианта: 1) каждый фазный кабель расположен в отдельной трубе с магнитными свойствами и 2) все три кабеля находятся в общей трубе. Показано, что использование трех полиэтиленовых труб в качестве магнитных экранов является неэффективным, а в случае одной общей для всех кабелей трубы поле на поверхности земли может быть снижено на порядок. Исследовано влияние эффективной магнитной проницаемости материала трубы, а также размеров трубы (радиуса, толщины стенки) и формы (замкнутой в сечении или полукруглой трубы) на эффективность экранирования магнитного поля на поверхности грунта. Библиограф. 14, рис. 6.

**Ключевые слова:** подземная кабельная линия, полиэтиленовая труба, эффективная магнитная проницаемость, магнитный экран, допустимый уровень магнитного поля, компьютерное моделирование.

## THE STUDY OF MAGNETIC FIELD OF POWER CABLES IN POLYETHYLENE PIPES WITH MAGNETIC PROPERTIES

Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M.

Institute of Electrodynamics, National Academy of Sciences of Ukraine

pr. Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine,

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

*In the article, the magnetic field on the ground induced by underground single-circuit 330 kV cable line is computed and analyzed when the power cables are laid in polyethylene pipes. As proposed by contrast to the traditional construction, the fine-dispersed magnetic fraction is added to the polyethylene material of the pipes and, due to this, the polyethylene has effective magnetic properties. Such pipes can serve as a magnetic shield that reduces the magnetic field on the ground. The two different structural variants are studied: 1) when each phase cable is located in separate pipe with magnetic properties and 2) all three cables are in common pipe. As revealed by simulations, the use of three polyethylene pipes as magnetic shields is ineffective, and one common pipe for all three cables can reduce the field on the ground by an order of magnitude. The influence of the effective magnetic permeability of the polyethylene, as well as the pipe dimensions (radius, wall thickness) and shape of the pipe (closed shape in cross section or half pipe) on the shielding efficiency is studied. References 14, figures 6.*

**Keywords:** underground cable line, polyethylene pipe, effective magnetic permeability, magnetic shield, permissible magnetic field level, computer modeling.

1. Shidlovskii A.K., Shcherba A.A., Zolotarev V.M., Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Extra-high voltage cables with polymer insulation. Kyiv: Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine. 2013. 550 p. (Rus)
2. Dmitriev M.V. Cable lines laid in polyethylene pipes. Thermal calculation. *Novosti elektrotehniki*. 2013. No. 4 (82). Pp. 11–17. (Rus)
3. Dmitriev M.V. Polymer pipe as a basic element of 6–500 kV cable system. *Seti Rossii*. 2015. No. 6 (33). Pp. 78–83. (Rus)
4. Dmitriev M.V., Ovsiannikova A.O. On polyethylene pipes for cable line laying. *Seti Rossii*. 2015. No. 1 (28). Pp. 66–69. (Rus)
5. Electric installation code. Minpalivo Ukrainy, 2010. 776 p. (Ukr)
6. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. The magnetic field of underground 330 kV cable line and ways for its reduction. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No. 5. Pp. 3–9. (Rus)  
DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.003>
7. De Wulf M., Wouters P., Sergeant P., Dupré L., Hoferlin E., Jacobs S., Harlet P. Electromagnetic shielding of high-voltage cables. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2007. No. 316. Pp. 908–911.
8. Kucheriava I.M. Shielding of underground extra-high voltage cable line by plane ferromagnetic shield. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No. 6. Pp. 13–17. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.013>
9. Farag A.S., Dawoud M.M., Habiballah I.O. Implementation of shielding principles for magnetic field management of power cables. *Electric Power Systems Research*. 1999. 48. Pp. 193–209.
10. Rozov V.Yu., Grinchenko V.S., Tkachenko O.O. Calculation of magnetic field of three-phase cable lines with two-point bonded cable shields covered by ferromagnetic cores. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2017. No 5. Pp. 44–47. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2017.5.06>
11. Rozov V.Yu., Grinchenko V.S., Yerisov A.V., Dobrodeyev P.N. Efficient shielding of three-phase cable line magnetic field by passive loop under limited thermal effect on power cables. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2019. No 6. Pp. 50–54. (Rus). DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.6.07>
12. Lyach V.V., Molchanov V.M., Sudakov I.V., Pavlichenko V.P. 330 kV cable line is a new step in development of Ukrainian power networks. *Elektricheskie seti i sistemy*. 2009. № 3. Pp. 16–21. (Rus)
13. Comsol multiphysics modeling and simulation software. URL: <http://www.comsol.com/>
14. Jackson J.D. Classical electrodynamics. Moskva: Mir, 1965, 703 p. (Rus)

Надійшла 10.12.2019  
Остаточний варіант 29.01.2020

## EFFECT OF ELECTRIC CONDUCTING ELEMENT ON INDICATORS OF LINEAR PULSE ELECTROMECHANICAL CONVERTER INDUCTION TYPE

V.F. Bolyukh\*

National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute",  
st. Kirpicheva, 2, Kharkov, 61002, Ukraine,  
e-mail: [yfbolyukh@gmail.com](mailto:yfbolyukh@gmail.com)

*The purpose of the article is to study the influence of geometric parameters and the location of a coaxially located electrically conductive element (ECE), made in the form of a thin-walled disk, ring or hollow cylinder, on the characteristics and performance of an induction-type linear pulse electromechanical converter (LPEC). A mathematical model has been developed that describes the electromechanical and thermal processes in an induction-type LPEC using the concentrated parameters of active elements. It is shown that the ECE, coaxially mounted near the inductor winding, has a negative effect on the performance of the LPEC. The smallest value of the converter efficiency of 6.1% occurs when ECE is used in the form of a thin copper disk 0.5 mm high, in which the radial dimensions are similar to the sizes of the windings of the inductor and the armature installed at a minimum distance from the inductor. Moreover, the temperature rise of the electrically conductive element is maximum and equal to 51°C. With an increase in the thickness of the ECE and with its removal from the inductor, the efficiency of the LPEC increases, and the excess of the temperature of the ECE decreases. When removing a disk ECE with a height of 1.0 mm at a distance of 10 mm from the inductor, the efficiency of the LPEC is 12.6%, and the excess of the ECE temperature is 6 °C. References 14, figures 6.*

**Key words:** linear pulse electromechanical converter of induction type, electrically conductive element, mathematical model, electromechanical and thermal processes and indicators.

**Introduction.** Linear pulse electromechanical converters (LPEC) are designed to accelerate the actuator to high speed in a short section or to create powerful power pulses. LPECs are used in many branches of science, engineering and technology as electromechanical accelerators and shock-force devices. In construction, electromagnetic hammers and perforators are used, in the mining industry - butters and vibrators, in geological exploration – vibration sources, in mechanical engineering - hammers with a large range of impact energy and devices for electrodynamic's processing of welded joints, in the chemical and biomedical industry – vibration mixers, etc. [7–9, 12]. LPECs are used in test complexes for testing critical equipment for impact loads, in high-speed electric devices, in magnetic pulse devices for pressing ceramic powders, for cleaning containers from sticking bulk materials, as a catapult for ballistic gravimeters or launching unmanned aerial vehicles, in devices ultrafast cooling of biological objects, etc. [3, 5, 6, 10].

The most widely used are LPECs of induction type, which, as a rule, have a coaxial configuration and are excited from a capacitive energy storage device (CESD) [2, 4]. In the design of such a converter there are various elements that ensure its functioning: support, mounting, guides, return, shielding, protective, etc. [1, 4, 14, 13]. These metal elements, as a rule, influence the performance and performance of an induction-type LPEC. A particularly strong effect arises when the electrically conductive element is located near the LPEC inductor. However, the influence of both the geometric parameters of the specified electrically conductive element (ECE) and its relative position relative to the inductor has not been studied.

**The purpose of the article** is to determine the influence of geometric parameters and the location of a coaxially located electrically conductive element, made in the form of a thin-walled disk, ring or hollow cylinder, on the characteristics and performance of an induction-type LPEC.

**Mathematical model of LPEC.** Consider the constructive scheme of an induction-type LPEC containing active elements: a fixed inductor 1, an accelerated armature 2, and an electrically conductive element 3 (Fig. 1). An armature provides movement of the actuator 4 along the  $z$  axis. The inductor is made in the form of a multi-turn winding connected to the CESD. The armature is made in the form of a multi-turn short-circuited winding. ECE 3 is made in

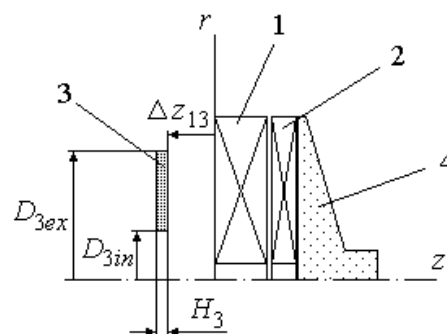


Fig. 1

© Bolyukh V.F., 2020

\*ORCID: <https://orcid.org/0000-0001-9115-7828>

the form of a thin-walled disk, ring or hollow cylinder made of conductive material. ECE is coaxially located relative to the inductor at a distance  $\Delta z_{13}$  and is made with external  $D_{3ex}$  and internal  $D_{3in}$  diameters and axial height  $H_3$ .

We assume that the coaxially mounted fixed inductor and accelerated armature contain multi-turn disk windings that are tightly wound in two rows of copper bus. Consider a mathematical model of an induction type LPEC, in which the concentrated parameters of the active elements are used - the fixed winding of the inductor (WI), the moving winding of the armature (WA) and the stationary ECE. The chain model makes it possible to quickly calculate the LPEC indicators while varying various parameters and the location of the ECE [11]. Consider a mathematical model that describes electromagnetic processes in an induction-type LPEC using lumped parameters of active elements:

$$i_1 R_1(T_1) + L_1 \frac{di_1}{dt} + u_c + M_{12}(z) \frac{di_2}{dt} + M_{13} \frac{di_3}{dt} + v_2(t) i_2 \frac{dM_{12}}{dz} = 0; \quad u_c = U_0 + \frac{1}{C} \int_0^t i_1 dt; \quad (1)$$

$$i_2 R_2(T_2) + L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{12}(z) \frac{di_1}{dt} + M_{23}(z) \frac{di_3}{dt} + v_2(t) \left( i_1 \frac{dM_{12}}{dz} + i_3 \frac{dM_{23}}{dz} \right) = 0; \quad (2)$$

$$i_3 R_3(T_3) + L_3 \frac{di_3}{dt} + M_{13} \frac{di_1}{dt} + M_{23}(z) \frac{di_2}{dt} + i_2 v_2(t) \frac{dM_{23}}{dz} = 0, \quad (3)$$

where  $p=1, 2, 3$  are the indices of WI, WA and ECE, respectively;  $R_p(T_p)$ ,  $L_p$ ,  $i_p$ ,  $T_p$  are the resistance, inductance, current and temperature of the  $p^{\text{th}}$  active element, respectively;  $M_{12}(z)$ ,  $M_{13}$ ,  $M_{23}(z)$  are the mutual inductances between the corresponding  $p^{\text{th}}$  active elements;  $v_2(t)$  is the velocity of the WA relative to the WI along the  $z$  axis.

The joint solution of equations (1) – (3) after a series of transformations allows us to reduce them to a single differential equation (for fixed values of the parameters  $R_p(T_p)$ ,  $M_{12}(z)$ ,  $M_{23}(z)$  и  $v_2(t)$ ):

$$a_4 \frac{d^4 i_1}{dt^4} + a_3 \frac{d^3 i_1}{dt^3} + a_2 \frac{d^2 i_1}{dt^2} + a_1 \frac{di_1}{dt} + a_0 = 0, \quad (4)$$

where  $a_0 = C^{-1} (R_2 R_3 - \mathcal{G}_{23}^2)$ ;  $a_1 = R_1 (R_2 R_3 - \mathcal{G}_{23}^2) - R_3 \mathcal{G}_{12}^2 + C^{-1} (R_2 L_3 + R_3 L_2 - 2M_{23} \mathcal{G}_{23})$ ;

$a_2 = \iota_{23} C^{-1} + L_1 (R_2 R_3 - \mathcal{G}_{23}^2) + L_2 R_1 R_3 + L_3 (R_1 R_2 - \mathcal{G}_{12}^2) + 2[\mathcal{G}_{12} (M_{13} \mathcal{G}_{23} - M_{12} R_3) - M_{23} R_1 \mathcal{G}_{23}]$ ;

$a_3 = \iota_{23} R_1 + \iota_{13} R_2 + \iota_{12} R_3 + 2\mathcal{G}_{23} \varepsilon_1 + 2\mathcal{G}_{12} \varepsilon_3$ ;  $a_4 = \iota_{23} L_1 + M_{13} \varepsilon_2 + M_{12} \varepsilon_3$ ;  $\iota_{23} = L_2 L_3 - M_{23}^2$ ;

$\iota_{13} = L_1 L_3 - M_{13}^2$ ;  $\iota_{12} = L_1 L_2 - M_{12}^2$ ;  $\varepsilon_1 = M_{12} M_{13} - L_1 M_{23}$ ;  $\varepsilon_2 = M_{12} M_{23} - L_2 M_{13}$ ;  $\varepsilon_3 = M_{13} M_{23} - L_3 M_{12}$ ;

$\mathcal{G}_{12} = v_2 \frac{dM_{12}}{dz}$ ;  $\mathcal{G}_{23} = v_2 \frac{dM_{23}}{dz}$ .

The characteristic equation of the differential equation (4)

$$a_4 x^4 + a_3 x^3 + a_2 x^2 + a_1 x + a_0 = 0 \quad (5)$$

by means of a replacement  $\varpi = x + 0,25 a_3 / a_4$  it is translated into the reduced form with a cubic resolvent:

$$\varpi^3 + q_1 \cdot \varpi^2 + q_2 \cdot \varpi - q_3^2 = 0, \quad (6)$$

where  $q_1 = 2 \frac{a_2}{a_4} - 0,75 \left( \frac{a_3}{a_4} \right)^2$ ;  $q_2 = 3 \left( \frac{a_3}{2 \cdot a_4} \right)^4 - \frac{a_3^2 \cdot a_2}{a_4^3} + \frac{a_1 \cdot a_3 + a_2^2}{a_4^2} - 4 \frac{a_0}{a_4}$ ;

$q_3 = \left( \frac{a_3}{2 \cdot a_4} \right)^3 - 0,5 \frac{a_2 \cdot a_3}{a_4^2} + \frac{a_1}{a_4}$ .

If the discriminant is resolvent

$$D = (\zeta/3)^3 - (\nu/2)^2, \quad (7)$$

where  $\zeta = q_2 - q_1^2/3$ ;  $\nu = 2 \cdot q_1^3/27 - q_1 \cdot q_2/3 - q_3^2$ , less than zero, then using the trigonometric solution of equation (6), we get:

$$\varpi_p = 2 \cdot \sqrt[3]{\left( -\frac{\zeta}{27} \right)^{0,5}} \cos \left( \frac{2\pi(p-1)}{3} + \frac{\arccos \left( -0,5\nu \sqrt{-27/a_3^3} \right)}{3} \right). \quad (8)$$

In this case, the roots of equation (5) are equal to:



$$x_l = 0,5 \cdot (\pm \sqrt{\varpi_1} \pm \sqrt{\varpi_2} \pm \sqrt{\varpi_3}) - 0,25 \cdot a_3 / a_4, \quad (9)$$

where  $l=1, 2, 3, 4$ .

If all the roots (9) are real, then for the currents in the  $p^{\text{th}}$  active elements of the LPEC you can write:

$$i_p = \frac{U_0}{a_4} \frac{A_{p1} \exp(x_1 t) + A_{p2} \exp(x_2 t) + A_{p3} \exp(x_3 t) + A_{p4} \exp(x_4 t)}{\gamma_{21} \gamma_{43} (\delta_{21} + \delta_{43}) + \gamma_{24} \gamma_{31} (\delta_{24} + \delta_{31}) + \gamma_{32} \gamma_{41} (\delta_{32} + \delta_{41})}, \quad (10)$$

where  $A_{p1} = \gamma_{32}(\alpha_4 - \Theta_p \delta_{32}) + \gamma_{24}(\alpha_3 - \Theta_p \delta_{24}) + \gamma_{43}(\alpha_2 - \Theta_p \delta_{43})$ ;

$$A_{p2} = \gamma_{13}(\alpha_2 - \Theta_p \delta_{13}) + \gamma_{41}(\alpha_3 - \Theta_p \delta_{41}) + \gamma_{34}(\alpha_1 - \Theta_p \delta_{34})$$
;

$$A_{p3} = \gamma_{21}(\alpha_4 - \Theta_p \delta_{21}) + \gamma_{42}(\alpha_1 - \Theta_p \delta_{42}) + \gamma_{14}(\alpha_2 - \Theta_p \delta_{14})$$
;

$$A_{p4} = \gamma_{12}(\alpha_3 - \Theta_p \delta_{12}) + \gamma_{31}(\alpha_2 - \Theta_p \delta_{31}) + \gamma_{23}(\alpha_1 - \Theta_p \delta_{23})$$
;

$$\gamma_{kl} = x_k - x_l; \alpha_k = (A_p x_k - \Xi_p) x_k^2; \delta_{kl} = x_k^2 x_l^2; \Theta_1 = -L_{23}; \Theta_n = -\varepsilon_m; \Lambda_1 = \zeta_1 / a_4; \Lambda_n = \zeta_n / a_4$$
;

$$\Xi_1 = [a_4 t_{23}^2 / C - \zeta_1 (R_1 t_{23} + \mathcal{G}_{12} \varepsilon_3) - \zeta_2 (R_2 \varepsilon_3 + \mathcal{G}_{12} t_{23} + \mathcal{G}_{23} \varepsilon_2) - \zeta_3 (R_3 \varepsilon_2 + \mathcal{G}_{23} \varepsilon_3)] / a_4^2$$
;

$$\Xi_n = [a_4 t_{23} \varepsilon_m / C - \zeta_1 (R_1 \varepsilon_m + \mathcal{G}_m t_n + \mathcal{G}_n \varepsilon_1) - \zeta_n (R_n t_n + \mathcal{G}_m \varepsilon_m + \mathcal{G}_{23} \varepsilon_1) - \zeta_m (R_m \varepsilon_1 + \mathcal{G}_n \varepsilon_m + \mathcal{G}_1 t_n)] / a_4^2$$
;

$$\zeta_1 = R_1 t_{23}^2 + R_2 \varepsilon_3^2 + R_3 \varepsilon_2^2 + 2[t_{23} \mathcal{G}_{12} \varepsilon_3 + \mathcal{G}_{23} \varepsilon_2 \varepsilon_3]$$
;

$$\zeta_n = \varepsilon_m (R_1 t_{23} + R_n t_n) + R_m \varepsilon_1 \varepsilon_n + \mathcal{G}_m (t_{23} t_n + \varepsilon_m^2) - (\mathcal{G}_n t_{23} + \mathcal{G}_{23} \varepsilon_m) L_1 M_{nm} - L_n M_{1m} (\mathcal{G}_n \varepsilon_m + \mathcal{G}_{23} t_n) - L_m M_{1n} (\mathcal{G}_{23} \varepsilon_1 + \mathcal{G}_n \varepsilon_n)$$
;

$$n = 2, 3; m = 5 - n; \mathcal{G}_3 = 0$$

If the discriminant of resolvent (7) is greater than zero, then using the Cardano solution for equation (6), we get one real and two complex conjugate roots:

$$\varpi_1 = \phi + \zeta - q_1 / 3; \varpi_{2,3} = \delta \pm j \chi, \quad (11)$$

where  $\phi = \sqrt[3]{-0,5\nu + \sqrt{D}}$ ;  $\zeta = \sqrt[3]{-0,5\nu - \sqrt{D}}$ ;  $\delta = -0,5 \cdot (\phi + \zeta) - q_1 / 3$ ;  $\chi = 0,5 \cdot \sqrt{3(\phi - \zeta)}$ .

In this case, the roots of equation (5) have the form:

$$x_{1,2} = 0,5 \cdot \sqrt{\varpi_1} - 0,25 \cdot a_3 / a_4 \pm \sqrt{0,5 \cdot (\delta + \sqrt{\delta^2 + \chi^2})}; \quad x_{3,4} = \sigma \pm j \xi, \quad (12)$$

where  $\sigma = 0,5 \cdot \sqrt{\varpi_1} - 0,25 \cdot a_3 / a_4$ ;  $\xi = \sqrt{0,5 \cdot (-\delta + \sqrt{\delta^2 + \chi^2})}$ .

If  $x_1$  and  $x_2$  are real and different, then the currents in the  $p^{\text{th}}$  active elements can be represented as:

$$i_p = \frac{U_0}{a_4} \frac{B_{p1} \exp(x_1 t) + B_{p2} \exp(x_2 t) + \exp(\sigma \cdot t) [B_{p3} \cos(\xi t) + B_{p4} \sin(\xi t)]}{x_1 x_2 (3\sigma^2 - 2\sigma\chi_1 - \xi^2 + x_1 x_2) + \chi_2 (\chi_2 + \chi_3 - 2\sigma\chi_1)}, \quad (13)$$

where  $B_{p1} = \{\Theta_p [x_2^2 (3\sigma^2 - \xi^2 - 2x_2\sigma) - \chi_2^2] + A_p [2\sigma\chi_2 - x_2 (3\sigma^2 - \xi^2 - x_2^2)] - \Xi_p [(\sigma - x_2)^2 + \xi^2]\} / (x_2 - \xi)$ ;

$$B_{p2} = \{\Theta_p [\chi_2^2 + \sigma^2 (\xi^2 - 3\sigma^2 + 2x_1\sigma)] + A_p [x_1 (3\sigma^2 - \xi^2) - 2\sigma\chi_2] + \Xi_p (\chi_2 - 2x_1\sigma)\} / (x_2 - \xi)$$
;

$$B_{p3} = \Theta_p [(\xi^2 - 3\sigma^2)\chi_1 + 2\sigma\chi_3] + A_p [(3\sigma^2 - \xi^2) - \chi_3] + \Xi_p (\chi_1 - 2\sigma)$$
;

$$B_{p4} = \{\Theta_p [\chi_3 (\xi^2 - \sigma^2) + \chi_1 \sigma (\sigma^2 - 3\xi^2) + x_1^2 x_2^2] + A_p (\chi_3 \sigma - x_1 x_2 \chi_1 + 3\sigma\xi^2 - \sigma^3) + \Xi_p (\sigma^2 - \xi^2 + x_1 x_2 - \sigma\xi_1)\} / \xi$$
;

$$\chi_1 = x_1 + x_2; \chi_2 = \sigma^2 + \xi^2; \chi_3 = x_1^2 + x_1 x_2 + x_2^2$$

The movement of the armature relative to the inductor can be represented as a recurrence relation:

$$h_2(t_{k+1}) = h_2(t_k) + v_2(t_k) \Delta t + \frac{\Delta t^2}{2(m_2 + m_e)} \left[ \left( i_1(t_k) \frac{dM_{12}}{dz} + i_3(t_k) \frac{dM_{23}}{dz} \right) i_2(t_k) - K_T v_2(t_k) - 0,125 \cdot \pi \cdot \beta_a \gamma_a D_{2m}^2 v(t_k)^2 - K_P h_2(t_k) \right], \quad (14)$$

where  $m_2$ ,  $m_e$  are the mass of the inductor and actuator, respectively;  $v_2$  is the speed of movement of the armature relative to the inductor;  $K_P$  is the coefficient of elasticity of the return element (spring);  $K_T$  is the coefficient of dynamic friction;  $\gamma_a$  is the density of the moving medium;  $\beta_a$  is the drag coefficient;  $D_{2m}$  is the largest outer diameter of the WA or actuator;  $\Delta t = t_{k+1} - t_k$  is the calculated time step.

The temperature of the  $p^{\text{th}}$  active element in the absence of thermal contact between them can be described by the recurrence relation [7]:

$$T_p(t_{k+1}) = T_p(t_k) \chi^* + (1 - \chi^*) \left[ T_0 + 4\pi^{-2} i_p^2(t_k) R_p(T_n) \alpha_{Tp}^{-1} D_{pex}^{-1} H_p^{-1} (D_{pex}^2 - D_{pin}^2)^{-1} \right], \quad (15)$$

where  $\chi^* = \exp\{-0,25\Delta t D_{pex} \alpha_{Tp} c_p^{-1} (T_p) \gamma_p^{-1}\}$ ;  $D_{pex}$ ,  $D_{pin}$  are the outer and inner diameters of the  $p^{\text{th}}$  active element, respectively;  $\alpha_{Tp}$  is the heat transfer coefficient of the  $p^{\text{th}}$  active element;  $c_p$  is the heat capacity of the  $p^{\text{th}}$  active element.

The initial conditions of the mathematical model:  $T_p(0)=T_0$  is the temperature of the  $p^{\text{th}}$  active element;  $i_p(0)=0$  is the current of the  $p^{\text{th}}$  active element;  $u_c(0)=U_0$  is the charge voltage of the CESD;  $\Delta z_0=1$  mm is the distance between the WI and WA;  $v_2(0)=0$  is the velocity of the armature along the  $z$  axis.

We will evaluate the efficiency of the induction-type LPEC with the following indicators: the largest instantaneous value  $f_{zm}$  of electrodynamic forces (EDF) – “EDF  $f_{zm}$ ” and the largest impulse value  $F_z$  EDF – “EDF  $F_z$ ”, the highest values of armature speed  $v_2$  and efficiency  $\eta$  with minimal excess temperatures of the  $p^{\text{th}}$  active elements  $\theta_p$ . Instantaneous value of EDF acting on WA:

$$f_z(z,t) = i_2(z) \left( i_1(t) \frac{dM_{12}}{dz}(z) + i_3 \frac{dM_{23}}{dz}(z) \right); \quad F_z = \int_0^t f_z(z,t) dt; \quad \eta = [(m_2 + m_a)v_2^2 + K_p h_2^2] C^{-1} U_0^{-2}; \quad \theta_p = T_p - T_0.$$

Efficiency  $\eta$  is the ratio of mechanical energy to the initial energy of the CESD  $W_0 = 0,5CU_0^2$ . The mechanical energy developed by the converter consists of the kinetic energy of the moving elements (armature and actuator)  $W_{kin} = 0,5(m_2 + m_a)v_2^2(t)$  and the compression energy of the return spring  $W_{pr} = 0,5K_p h_2^2(t)$ .

Let us consider the LPEC in which the WI ( $p=1$ ) is tightly wound with a copper busbar section  $a_1 \times b_1 = 4.8 \times 1.8$  mm<sup>2</sup>, and the WA ( $p=2$ ) is tightly wound with a copper busbar section  $a_2 \times b_2 = 1,4 \times 0,9$  mm<sup>2</sup>. WI and WA are made with the same radial dimensions: outer diameter  $D_{1ex}=D_{2ex}=100$  mm, inner diameter  $D_{1in}=D_{2in}=10$  mm. The axial height of the WI is  $H_1=10$  mm, and axial height of the WA is  $H_2=3$  mm. CESD has the following parameters: capacitance  $C=250$   $\mu$ F, voltage  $U_0=3$  kV. The coefficient of elasticity of the return spring  $K_p=25$  kN/m. The mass of the actuating element  $m_a=0.25$  kg. We will consider electromagnetic processes in the case of a free discharge of a CESD at WI.

**Electromechanical indicators LPEC.** Let us consider the effect of ECE ( $p=3$ ), made in the form of a thin copper disk with an axial height  $H_3=1$  mm, whose radial dimensions are equal to the same dimensions of the WI and WA, the established distance  $\Delta z_{13}=(2.5 \dots 10.0)$  mm from the WI.

When WI is excited from the CESD, the currents in the active elements change according to the vibration-damping law. If the disk ECE is located at a distance  $\Delta z_{13}=2.5$  mm from the WI, then the maximum current densities are: in the WI  $j_{1m}=893.8$  A/mm<sup>2</sup>, in the WA  $j_{2m}=1548.2$  A/mm<sup>2</sup>, in the ECE  $j_{3m}=3320,1$  A/mm<sup>2</sup> (Fig. 2, *a*). In this case, the EDF  $f_{zm}=66.97$  kN and the EDF  $F_z=9.6$  N·s. The electrodynamic forces are in the nature of almost two consecutive pulses, and the amplitude of the second pulse is significantly lower than the amplitude of the first, both because of a decrease in currents and because of a weakening of the magnetic coupling between the WA and WI. The speed of the armature together with the actuating element is  $v_2=21$  m/s, which determines the efficiency of the converter  $\eta=8.95\%$ . During the operation of the LPEC, the active elements are heated to the end of the working cycle. The smallest temperature rise occurs in WI  $\theta_1=0.75^\circ\text{C}$ , stronger in WA  $\theta_2=1.7^\circ\text{C}$  and the highest in ECE  $\theta_3=19.0^\circ\text{C}$ .

When the disk ECE is removed from the WI by a distance of  $\Delta z_{13}=10$  mm compared to the option considered above ( $\Delta z_{13}=2.5$  mm), the period of damped current oscillations increases. In this case, the following changes in the performance of the LPEC are occurring (Fig. 2, *b*). The maximum current density in the WI  $j_{1m}$  decreases by 15.8%, while the maximum current density in the WA  $j_{2m}$ , on the contrary, increases by 4.7%. There is a significant (93.4%) decrease in the maximum current density in the energy efficiency  $j_{3m}$ . Due to this change in currents in the active elements EDF  $f_{zm}$  increases by 6.7% and the EDF  $F_z$  increases by 18.6%. The increase in power indicators determines the increase in the speed of the armature together with the actuating element  $v_2$  by 18.6%. As a result of this, the efficiency of the converter  $\eta$  increases by 40.6%. A change in current loads causes a change in the heating temperature of the active elements by the end of the working cycle. The temperature rise of the WI  $\theta_1$  decreases by 13.6%, the temperature rise of the WA  $\theta_2$  increases by 29.4% and, importantly, there is a significant (3.13 times) decrease in the temperature rise of the ECE  $\theta_3$ .

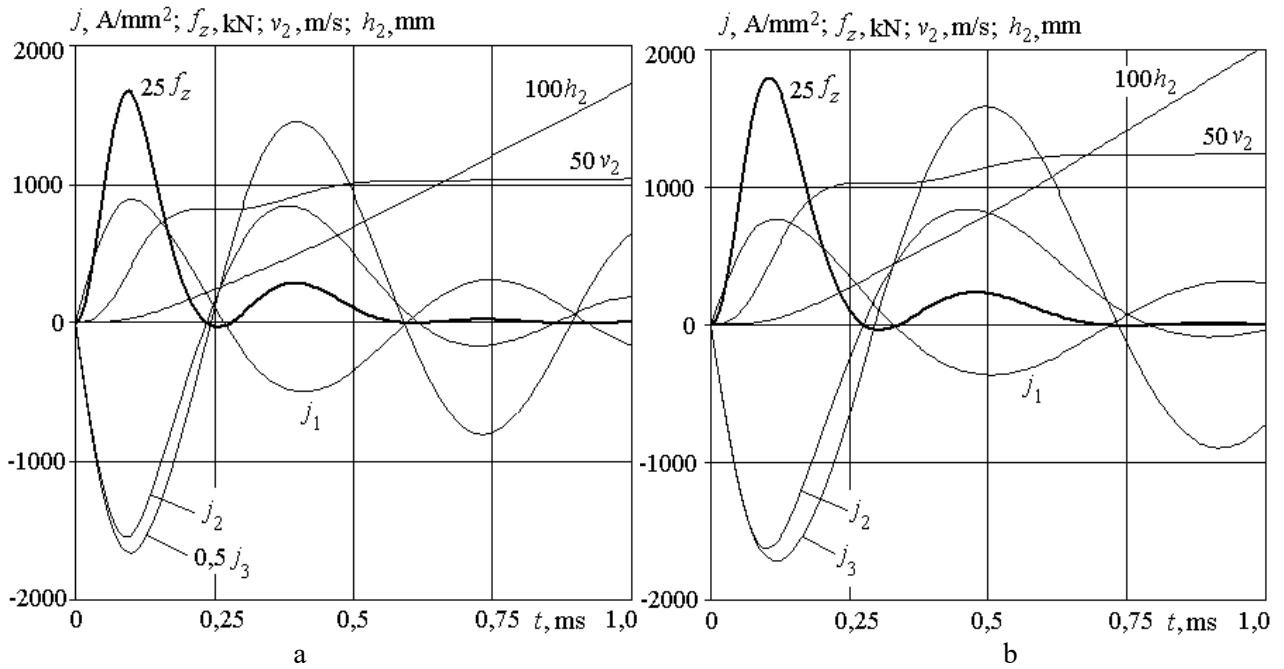


Fig. 2

Figure 3 shows the dependence of the main performance indicators of the LPEC on the relative value of the axial displacement of the disk ECE from the WI  $\Delta z_{13}^* = \Delta z_{13} / H_1$ . An almost monotonous change in the main LPEC indicators in the range  $\Delta z_{13}^* \in (0,25...1,0)$  can be noted. An exception is the behavior of the efficiency  $\eta$ , which varies significantly in the range  $\Delta z_{13}^* \in (0,25...0,5)$ , while in the range  $\Delta z_{13}^* \in (0,5...1,0)$  it practically does not change.

Consider the influence of the axial height  $H_3$  of the disk ECE on the main indicators of the LPEC when it is located at a distance  $\Delta z_{13}^* = 0,1$  from the WI. Fig. 4 shows the dependences of the main LPEC indicators on the relative height of the disk ECE  $H_3^* = H_3 / H_1$ . With an increase in the parameter  $H_3^*$  from 0.05 to 0.2, the maximum current density in the WI  $j_{1m}$  decreases by 5.3%, the maximum current density in the WA  $j_{2m}$  decreases by 1.7%. Thus there is a significant (3.2 times) reduction in the maximum current density in ECE  $j_{3m}$ . Due to this change in currents of the active elements EDF  $f_{zm}$  decreases slightly (by 1.9%), while the EDF  $F_z$  increases to a greater extent (by 28.8%). An increase EDF  $F_z$  causes an increase in the speed of the armature together with the executive element  $v_2$  by 29.8%, which in turn leads to a significant increase in the efficiency of the converter  $\eta$  (by 68.5%). The change in current loads causes a significant change in the heating temperature of the active elements by the end of the working cycle. The temperature rise of the WI  $\theta_1$  increases by 2 times, the temperature rise of the WA  $\theta_2$  increases by 53.8% and the temperature rise of the ECE  $\theta_3$  decreases many-times (5.9 times).

Let us evaluate the effect of the average diameter of an ECE made in the form of a thin ( $H_3=1$  mm) ring with a width  $\Delta d_3 = 0,5(D_{3ex} - D_{3in})=10$  mm. The relative value of the average diameter of the ring ECE is presented in the form  $d_3^* = 0,5(D_{3ex} + D_{3in}) / D_{1ex}$ . Fig. 5 shows the dependences of the main indicators of the LPEC on the value  $d_3^*$  of the ECE when it is located at a distance  $\Delta z_{13}^* = 0,1$  relative to the WI.

As follows from the presented calculation results, with a decrease in the average diameter of the ring ECE in the range  $d_3^* \in (0,9...0,5)$ , the maximum current density slightly decreases in the WI  $j_{1m}$  and increases in the WA  $j_{2m}$ . However, the maximum current density in ECE has the largest value  $j_{3m}=5.78$  kA/mm<sup>2</sup> with an average value of its diameter ( $d_3^*=0.7$ ). With such a diameter, the following values are provided: armature speed  $v_2=20.4$  m/s, EDF  $f_{zm}=73$  kN, EDF  $F_z=9.25$  N·s and efficiency  $\eta=8.31\%$ . But with an average value of the ECE diameter ( $d_3^*=0.7$ ), the excess of its temperature is the largest  $\theta_3=46.6^\circ\text{C}$ . Thus, it is a ring ECE with an average diameter value  $d_3^*=0.7$  that most negatively affects the performance of the LPEC.

Let us consider the effect of the arrangement of the ECE made in the form of a thin-walled ( $D_{3ex} = D_{3in} + 2$  mm) cylinder with an axial height  $H_3=H_1$ , installed outside the WI and WA with an inner diameter  $D_{3in} = D_{lex} + 2$  mm. Fig. 6 shows the effect of the relative value of the axial displacement of the cylindrical ECE from the WI  $\Delta z_{13}^*$  on the LPEC indicators. The most strongly ECE affects the performance of the LPEC when it is located opposite the WI ( $\Delta z_{13}^* = 0.9 \dots 1.1$ ). With this arrangement of the cylindrical ECE, the largest values of the maximum current density in the WI  $j_{1m}=823$  A/mm<sup>2</sup> and in the ECE  $j_{3m}=3.93$  kA/mm<sup>2</sup> appear, but the lowest values EDF  $F_z=9.38$  N·s, the armature speed  $v_2=20,77$  m/s and efficiency  $\eta=8.54\%$ . In this case, the temperature rise of the WI is minimum  $\theta_1=0.6^\circ\text{C}$  and the temperature rise of the ECE is maximum  $\theta_3=22.9^\circ\text{C}$ .

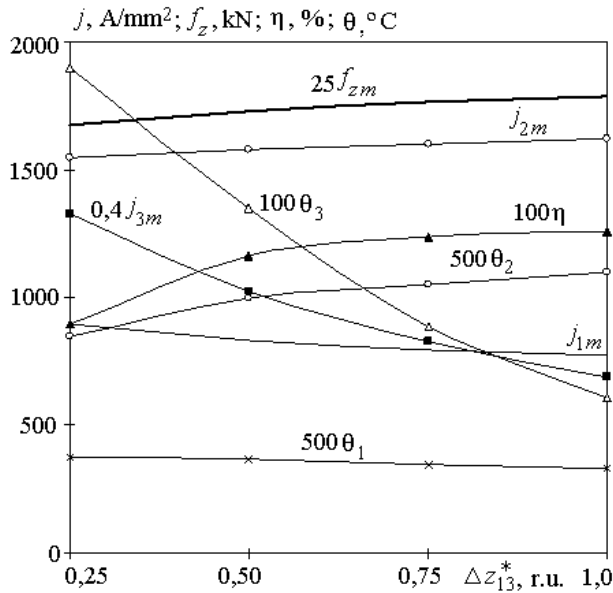


Fig. 3

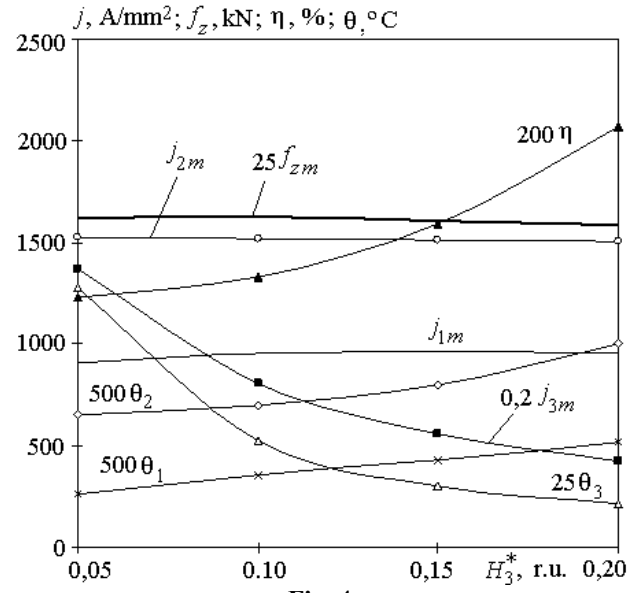


Fig. 4

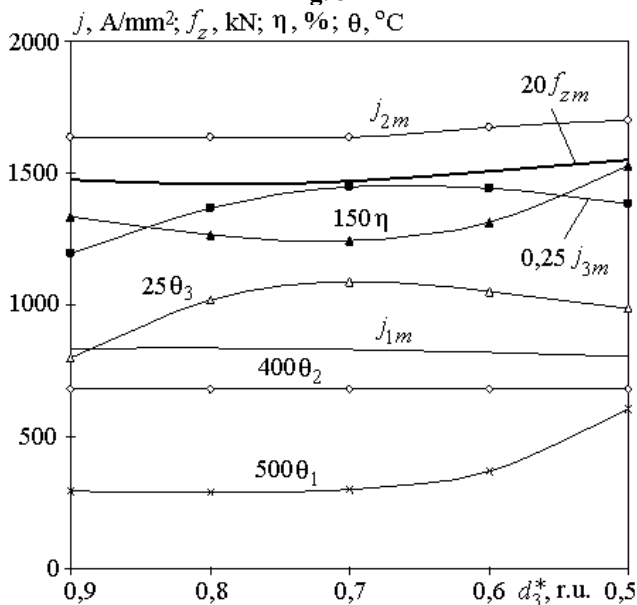


Fig. 5

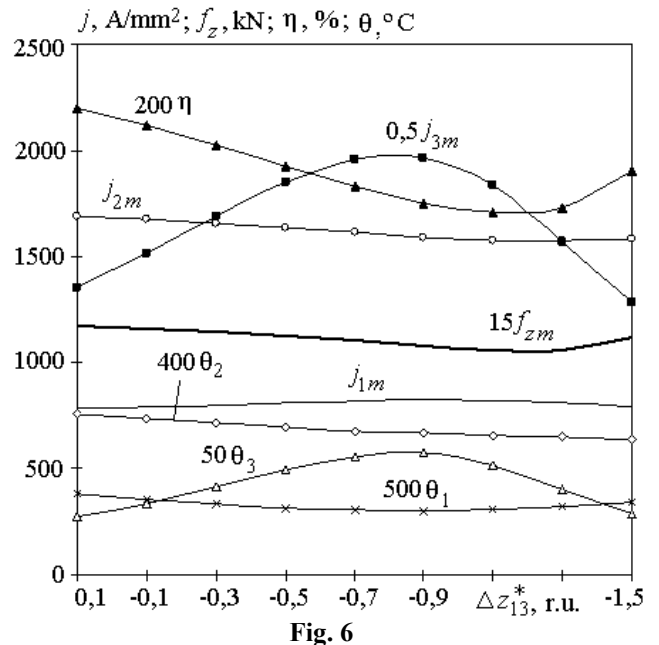


Fig. 6

Thus, the electrically conductive element coaxially installed near the WI has a negative effect on the performance of the induction-type LPEC. The lowest value of the converter efficiency  $\eta=6.1\%$  arises when using ECE in the form of a thin copper disk with a height of  $H_3=0.5$  mm, in which the radial dimensions are similar to the dimensions of the WI and WA installed at a minimum distance from the WI  $\Delta z_{13}=1.0$  mm. For such ECE the temperature excess at the end of the working cycle is maximum  $\theta_3=51^\circ\text{C}$ . With increasing



thickness of the disk ECE, as well as when it is removed from the WI, the efficiency of the converter increases, and the heating temperature of the ECE decreases. So, when a disk ECE with a height of  $H_3=1.0$  mm is removed by a distance  $\Delta z_{13}=10$  mm from the WI of the converter efficiency  $\eta=12.6\%$ , and its temperature excess is  $\theta_3=6^\circ\text{C}$ .

**Conclusions.** 1. A mathematical model has been developed using the lumped parameters of active elements, which describes the interconnected electromechanical and thermal processes in an induction-type LPEC in the presence of a coaxially installed ECE.

2. It was found that the electrically conductive element, coaxially located near the inductor winding, has a negative effect on the performance of the LPEC.

3. The highest value of the converter efficiency of 12.6% occurs when the disk ECE is removed at a significant (over 10 mm) distance from the inductor winding. In this case, the excess temperature ECE is minimal.

4. When the disk ECE approaches the inductor winding and its thickness decreases, the efficiency of the converter decreases, and the excess of the ECE temperature rises. The smallest value of the converter efficiency of 6.1% occurs when EE is used in the form of a thin copper disk 0.5 mm thick, in which the radial dimensions are similar to the sizes of the windings of the inductor and the armature installed at a distance of 1.0 mm from the inductor. In this case, the excess of the ECE temperature is  $51^\circ\text{C}$ .

*The work was done on the state budget theme "Improvement of technical systems and devices due to impulse electromechanical converters and electrophysical technologies". State Registration Number: 0117U004881. (01/01/2017 - 31/12/2018).*

1. Angquist L., Baudoin A., Norrga S. et al. Low-cost ultra-fast DC circuit-breaker: Power electronics integrated with mechanical switchgear. *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. Lyon. 2018. Pp. 1708-1713. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICIT.2018.8352439>.
2. Bissal A., Magnusson J., Engdahl G. Comparison of two ultra-fast actuator concept. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2012. Vol. 48. No 11. Pp. 3315-3318. DOI: <https://doi.org/10.1109/tmag.2012.2198447>.
3. Soda R., Tanaka K., Takagi K., Ozaki K. Simulation-aided development of magnetic-aligned compaction process with pulsed magnetic field. *Powder Technology*. 2018. Vol. 329. No 15. Pp. 364-370. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.powtec.2018.01.035>.
4. Bolyukh V.F., Dan'ko V.G., Oleksenko S.V. The effect of an external shield on the efficiency of an induction-type linear-pulse electromechanical converter. *Russian Electrical Engineering*. 2018. Vol. 89. Issue 4. Pp. 275–281. DOI: <https://doi.org/10.3103/S106837121804003X>. (Rus)
5. Bolyukh V.F., Katkov I.I. Cryogenic cooling system "Krioblast" increased efficiency and lowered the operation time of protective electrical induction-induced devices. *ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition*. San Diego, CA, US. 15-21 November 2013. Vol. 8B. Code 105847. Pp. V08BT09A003. DOI: <https://doi.org/10.1115/IMECE2013-62383>. Bolyukh V.F., Vinnichenko A.I. Concept of an induction-dynamic catapult for a ballistic laser gravimeter. *Measurement Techniques*. 2014. Vol. 56. Issue 10. Pp. 1098-1104. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11018-014-0337-z>. (Rus)
7. Go B.-S., Le D.-V., Song M.-G. et al. Design and electromagnetic analysis of an induction-type coilgun system with a pulse power module. *IEEE Transactions on plasma science*. 2019. Vol. 47, No. 1. Pp. 971–976. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2018.2874955>.
8. Gorodzha K.A., Podoltsev O.D., Troshchinsky B.A. Electromagnetic processes in a pulsed electrodynamic emitter for the excitation of elastic vibrations in concrete structures. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 3. Pp. 23-28. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.03.023>. (Ukr)
9. Kondratenko I.P., Zhiltsov A.V., Paschin M.O., Vasyuk V.V. Choice of parameters of induction electromechanical converter for electrodynamic processing of welded joints. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 5. Pp. 83-88. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.05.083>. (Ukr)
10. Kondratiuk M., Ambroziak L. Concept of the magnetic launcher for medium class unmanned aerial vehicles designed on the basis of numerical calculations. *Journal of Theoretical and Applied Mechanics*. 2016. Vol. 54, Issue 1. Pp. 163-177. DOI: <https://doi.org/10.15632/jtam-pl.54.1.163>.
11. Lim D.K., Woo D.K., Kim I.W. Characteristic analysis and design of a Thomson coil actuator using an analytic method and a numerical method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2013. Vol. 49. No. 12. Pp. 5749–5755. URL: [https://www.ingentaconnect.com/content/iee/00189464/2013/00000049/00000012/art00024;jsessionid=1jo2grl3one\\_rq.x-ic-live-03](https://www.ingentaconnect.com/content/iee/00189464/2013/00000049/00000012/art00024;jsessionid=1jo2grl3one_rq.x-ic-live-03)
12. Vilchis-Rodriguez D.S., Shuttleworth R., Barnes M. Modelling thomson coils with axis-symmetric problems: practical accuracy considerations. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. 2017. Vol. 32. No. 2. Pp. 629-639. DOI: <https://doi.org/10.1109/TEC.2017.2651979>.

13. Bach Ju., Bricquet C. Electric switching device with ultra-fast actuating mechanism and hybrid switch comprising one such device. *US Patent* 8686814, H01H77/00. Assignee: Schneider Electric Industries SAS. 01.04.2014.
14. Zhou Y., Huang Y., Wen W. et al. Research on a novel drive unit of fast mechanical switch with modular double capacitors. *Journal of Engineering*. 2019. Vol. 2019. Issue 17. Pp. 4345-4348.  
DOI: <https://doi.org/10.1049/joe.2018.8148>.

## **ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОГО ЭЛЕМЕНТА НА ПОКАЗАТЕЛИ ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ИНДУКЦИОННОГО ТИПА**

**В.Ф. Болюх**, докт. техн. наук

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

*Целью статьи является исследование влияния геометрических параметров и расположения коаксиально расположенного электропроводящего элемента (ЭЭ), выполненного в виде тонкостенного диска, кольца или полового цилиндра, на характеристики и показатели линейного импульсного электромеханического преобразователя (ЛИЭП) индукционного типа. Разработана математическая модель, которая описывает электромеханические и тепловые процессы в ЛИЭП индукционного типа с использованием сосредоточенных параметров активных элементов. Показано, что ЭЭ, коаксиально установленный вблизи обмотки индуктора, оказывает негативное влияние на показатели ЛИЭП. Наименьшее значение КПД преобразователя 6,1 % возникает при использовании ЭЭ в виде тонкого медного диска высотой 0,5 мм, у которого радиальные размеры аналогичны размерам обмоток индуктора и якоря, установленного на минимальном расстоянии от индуктора. При этом превышение температуры электропроводящего элемента максимально и равно 51°C. При увеличении толщины ЭЭ и его удалении от индуктора КПД ЛИЭП повышается, а превышение температуры ЭЭ снижается. При удалении дискового ЭЭ высотой 1,0 мм на расстояние 10 мм от индуктора КПД ЛИЭП равно 12,6%, а превышение температуры ЭЭ равно 6°C. Библ. 14, рис. 6.*

**Ключевые слова:** линейный импульсный электромеханический преобразователь индукционного типа, электропроводящий элемент, математическая модель, электромеханические и тепловые процессы и показатели.

УДК 621.313:536.2.24:539.2

## **ВПЛИВ ЕЛЕКТРОПРОВІДНОГО ЕЛЕМЕНТУ НА ПОКАЗНИКИ ЛІНІЙНОГО ІМПУЛЬСНОГО ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ІНДУКЦІЙНОГО ТИПУ**

**В.Ф. Болюх**, докт. техн. наук

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

*Метою статті є дослідження впливу геометричних параметрів і розміщення коаксиально розташованого електропроводячого елемента (ЕЕ), виконаного у вигляді тонкостінного диску, кільця або порожнистого циліндру на характеристики та показники лінійного імпульсного електромеханічного перетворювача (ЛІЕП) індукційного типу. Розроблено математичну модель, яка описує електромеханічні та теплові процеси в ЛІЕП індукційного типу з використанням зосереджених параметрів активних елементів. Показано, що ЕЕ, який коаксіально встановлений поблизу обмотки індуктора, здійснює негативний вплив на показники ЛІЕП. Найменше значення ККД перетворювача 6,1% виникає у разі використання ЕЕ у вигляді тонкого мідного диску висотою 0,5 мм, у якого радіальні розміри аналогічні розмірам обмоток індуктора та якоря, встановленого на мінімальній відстані від індуктора. У цьому разі перевищення температури ЕЕ максимальне і дорівнює 51°C. За збільшенням товщини ЕЕ та його віддалені від індуктора ККД ЛІЕП підвищується, а перевищення температури ЕЕ зменшується. У разі віддалення дискового ЕЕ висотою 1,0 мм на відстань 10 мм від індуктора ККД ЛІЕП дорівнює 12,6%, а перевищення температура ЕЕ – 6°C. Бібл. 14, рис. 6.*

**Ключові слова:** лінійний імпульсний електромеханічний перетворювач індукційного типу, електропровідний елемент, математична модель, електромеханічні та теплові процеси та показники.

*Роботу виконано за держбюджетною темою «Удосконалення технічних систем та пристроїв за рахунок імпульсних електромеханічних перетворювачів та електрофізичних технологій». Номер державної реєстрації: 0117U004881.*

Надійшла 10.02.2020

Остаточний варіант 16.03.2020

**ЕНЕРГОЕФЕКТИВНІ СТРАТЕГІЇ СИЛОВОЇ АКТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ,  
ЩО БАЗУЮТЬСЯ НА ОПТИМАЛЬНИХ ДЕКОМПОЗИЦІЯХ СТРУМІВ  
НАВАНТАЖЕННЯ ТА ВІДПОВІДНИХ ПОТУЖНОСТЕЙ ВТРАТ**

**М.Ю. Артеменко**<sup>1\*</sup>, докт. техн. наук, **Ю.В. Кутафін**<sup>1\*\*</sup>, **В.М. Михальський**<sup>2\*\*\*</sup>, докт. техн. наук,  
**С.Й. Поліщук**<sup>2\*\*\*\*</sup>, канд. техн. наук, **В.В. Чопик**<sup>2\*\*\*\*\*</sup>, канд. техн. наук,  
**І.А. Шаповал**<sup>2\*\*\*\*\*</sup>, докт. техн. наук

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

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

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

*Обґрунтовано оптимальні декомпозиції струмів навантаження та відповідних миттєвих та інтегральних потужностей втрат багатофазних систем електроживлення, що базуються на формулах визначення активного струму з урахуванням співвідношення резистивних параметрів в лінії передачі. Визначено мінімальні значення миттєвих та інтегральних потужностей втрат, що супроводжують передачу енергії з заданою величиною активної потужності. На основі оптимальних декомпозицій струмів навантаження побудовано чотири стратегії керування паралельним активним фільтром, що забезпечують екстремальні значення одного з параметрів якості. Бібл. 13.*

**Ключові слова:** паралельний активний фільтр, активний струм, потужність втрат, коефіцієнт потужності

**Вступ.** Переважна більшість сучасних теорій потужності систем електроживлення [1-9] розглядають різні способи декомпозиції струмів навантаження на складові, пропорційні складовим повної потужності, причому однієї з компонент розкладання є так званий активний струм, пропорційний миттєвій чи інтегральній активній потужності навантаження. Причому, за винятком [4, 7, 9], не береться до уваги співвідношення резистивних параметрів лінійних та нейтрального проводів. У ряді авторських робіт [10-13] уточнено формули визначення активного струму системи електроживлення за концепцією С. Фрізе [1]. Нехай  $\mathbf{u}^{\wedge}(t) = \|u_1(t) \ u_2(t) \ \dots \ u_m(t)\|$  – вектор фазних напруг,  $\wedge$  – знак транспонування,  $\mathbf{i}^{\wedge}(t) = \|i_1(t) \ i_2(t) \ \dots \ i_m(t)\|$  – вектор струмів навантаження  $m$ -фазної системи електроживлення, опір кожного лінійного проводу якої дорівнює  $r$ , опір нейтрального проводу –  $r_N$ . Тоді вектор миттєвого активного струму, що забезпечує миттєву потужність навантаження  $p(t) = \mathbf{u}^{\wedge}(t)\mathbf{i}(t)$  за мінімальної потужності миттєвих втрат в лінії передачі, визначається виразом [13]

$$\mathbf{i}_a(t) = \frac{\mathbf{u}^{\wedge}(t)\mathbf{i}(t)}{\mathbf{u}^{\wedge}(t)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{u}(t)} \mathbf{R}^{-1}\mathbf{u}(t) = \frac{p(t)}{p_0(t)} \mathbf{R}^{-1}\mathbf{u}(t), \quad (1)$$

де  $p_0(t) = \mathbf{u}^T(t)\mathbf{R}^{-1}\mathbf{u}(t)$  – миттєва потужність короткого замикання джерела;  $\mathbf{R} = r\mathbf{E} + r_N\mathbf{jj}^T$  – матриця опорів втрат, симетрична відносно головної діагоналі,  $\mathbf{E}$  – одинична матриця розмірності  $m$ ;  $\mathbf{j}^{\wedge} = \|1 \ 1 \ \dots \ 1\|$ . Формула (1) на відміну від визначення [3, 6, 8] враховує співвідношення резистивних параметрів лінії передачі.

**Метою роботи** є подальше дослідження властивостей активного струму за формулою (1) та їхнє використання для розроблення стратегій керування паралельним активним фільтром (ПАФ) багатофазної системи живлення.

© Артеменко М.Ю., Кутафін Ю.В. Михальський В.М., Поліщук С.Й., Чопик В.В., Шаповал І.А., 2020  
ORCID ID: \*<https://orcid.org/0000-0001-9341-9238>; \*\*<https://orcid.org/0000-0002-8156-1277>;  
\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-8251-3111>; \*\*\*\*<https://orcid.org/0000-0002-6978-2747> ;  
\*\*\*\*\*<https://orcid.org/0000-0002-5046-5223>; \*\*\*\*\*<https://orcid.org/0000-0002-9107-5061>

**Оптимальна декомпозиція потужностей втрат лінії передачі.** Неактивний миттєвий струм, що підлягає компенсації у разі застосування активної фільтрації, визначається виразом

$$\mathbf{i}_n(t) = \mathbf{i}(t) - \mathbf{i}_a(t). \quad (2)$$

Декомпозиція (2) вектора миттєвого струму навантаження зумовлює наступні складові миттєвої потужності втрат, що визначається за формулою [13]

$$\Delta p(t) = \mathbf{i}^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}(t) = \mathbf{i}_a^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_a(t) + \mathbf{i}_n^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_a(t) + \mathbf{i}_a^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_n(t) + \mathbf{i}_n^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_n(t).$$

Специфічне визначення вектору миттєвого активного струму за формулою (1) породжує унікальну властивість рівності нулю взаємних миттєвих потужностей втрат, викликаних векторами струмів  $\mathbf{i}_a(t)$  та  $\mathbf{i}_n(t)$ . Дійсно

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_n^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_a(t) &= \mathbf{i}_a^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_n(t) = \mathbf{i}_a^\wedge(t) \mathbf{R} [\mathbf{i}(t) - \mathbf{i}_a(t)] = \mathbf{i}_a^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}(t) - \mathbf{i}_a^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_a(t) = \\ &= \frac{p(t)}{p_0(t)} \mathbf{u}^\wedge(t) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R} \mathbf{i}(t) - \left[ \frac{p(t)}{p_0(t)} \right]^2 \mathbf{u}^\wedge(t) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t) = \frac{p(t)}{p_0(t)} p(t) - \frac{p^2(t)}{p_0^2(t)} p_0(t) = 0. \end{aligned}$$

Таким чином, вектори  $\mathbf{i}_a(t)$  та  $\mathbf{i}_n(t)$  є ортогональними за миттєвою потужністю втрат, тобто дорівнює нулю не їхній скалярний добуток, а саме викликана ними взаємна миттєва потужність втрат, внаслідок чого має місце наступна декомпозиція потужностей миттєвих втрат в лінії передачі

$$\Delta p(t) = \mathbf{i}_a^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_a(t) + \mathbf{i}_n^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_n(t) = \Delta p_a(t) + \Delta p_n(t).$$

Мінімальна миттєва потужність втрат в лінії передачі за умови миттєвої потужності навантаження  $p(t)$  складає  $\Delta p_a(t) = \mathbf{i}_a^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_a(t) = p^2(t) / p_0(t)$ ; Будь-яка відмінність вектора струмів джерела від миттєвого активного струму за формулою (1) супроводжується додатковими миттєвими втратами  $\Delta p_n(t) = \mathbf{i}_n^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_n(t) = \mathbf{i}_n^\wedge(t) \mathbf{i}_n(t) r + [\mathbf{j}^T \mathbf{i}_n(t)]^2 r_N$ . В роботі [13] показано, що стратегія активної фільтрації з формуванням в лінії передачі вектора активного струму (1) переважає за потужністю миттєвих втрат інші способи формування вектора лінійних струмів, зокрема, такі, що ґрунтуються на ортогональних декомпозиціях струмів навантаження з використанням традиційного векторного скалярного добутку в рамках крос-векторної теорії [8],  $pqr$ -теорії миттєвої потужності [6] та її модифікації [9], пропорційно-векторної теорії з позбавленням складової нульової послідовності вектора фазних напруг [7], струмових фізичних компонент [3].

Енергоефективність процесу передачі енергії струмом  $\mathbf{i}(t)$  в довільний момент часу характеризує миттєвий коефіцієнт потужності [13]  $\lambda(t) = p(t) / \sqrt{p_0(t) \Delta p(t)}$ , що набуває максимального значення, рівного одиниці, лише при  $\Delta p(t) = \Delta p_a(t)$ .

Для мінімізації втрат лінії передачі, осереднених на періоді фазних напруг  $T$ , вираз для вектору активного струму набуває форми [11] з іншим значенням скалярного коефіцієнта пропорційності

$$\mathbf{i}_A(t) = \left[ \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \right] / \left[ \frac{1}{T} \int_0^T p_0(t) dt \right] \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t) = \frac{P}{P_0} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t), \quad (3)$$

де  $P = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}^\wedge(t) \mathbf{i}(t) dt$ ,  $P_0 = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}^\wedge(t) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t) dt$  – активні потужності навантаження та резистивного короткого замикання відповідно.

В цьому випадку дорівнює нулю інтегральна взаємна потужність втрат вектору активного струму (3) й вектору неактивного струму  $\mathbf{i}_N(t) = \mathbf{i}(t) - \mathbf{i}_A(t)$

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{i}_N^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_A(t) dt &= \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{i}_A^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_N(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{i}_A^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{i}_A^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_A(t) dt = \\ &= \frac{P}{P_0} \times \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}^\wedge(t) \mathbf{i}(t) dt - \left[ \frac{P}{P_0} \right]^2 \times \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}^\wedge(t) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t) dt = \frac{P}{P_0} \times P - \left[ \frac{P}{P_0} \right]^2 \times P_0 = 0 \end{aligned}$$

та справедлива наступна декомпозиція інтегральних втрат в лінії передачі:



$$\Delta P = \frac{1}{T} \int_0^T \hat{\mathbf{i}}^T(t) \mathbf{R} \mathbf{i}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \hat{\mathbf{i}}_A^T(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_A(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T \hat{\mathbf{i}}_N^T(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_N(t) dt = \Delta P_A + \Delta P_N. \quad (4)$$

Мінімально можливі втрати  $\Delta P_A = P^2 / P_0$ , спричинені активним струмом (3), забезпечують максимальне значення інтегрального коефіцієнта потужності [11]  $\lambda = P / \sqrt{\Delta P P_0}$ .

**Енергоефективні стратегії керування паралельним активним фільтром.** У разі застосування ПАФ останній генерує небажані складові струмів навантаження безпосередньо на клеммах навантаження, позбавляючи від них багатофазне джерело та лінію передачі. Отже, вектори струмів фільтра та джерела пов'язані співвідношенням  $\mathbf{i}_F(t) + \mathbf{i}_S(t) = \mathbf{i}(t)$ . З розглянутих у попередньому розділі декомпозицій струму навантаження та відповідних потужностей випливають такі енергоефективні стратегії керування ПАФ, що відрізняються значеннями сформованого вектору  $\mathbf{i}_F(t)$ .

1. Стратегія забезпечення максимального значення миттєвого коефіцієнта потужності джерела досягається при  $\mathbf{i}_{F1}(t) = \mathbf{i}_n(t)$ . Дійсно, в цьому випадку  $\mathbf{i}_{S1}(t) = \mathbf{i}(t) - \mathbf{i}_{F1}(t) = \mathbf{i}_a(t)$ . Потужність втрат в лінії передачі  $\Delta p_{S1}(t) = \mathbf{i}_a^T(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_a(t) = p^2(t) / p_0(t)$ . Миттєвий коефіцієнт потужності джерела за наявності фільтрації  $\lambda_{S1}(t) = p(t) / \sqrt{\Delta p_{S1}(t) p_0(t)} = 1$ .

Відношення потужностей миттєвих втрат в лінії передачі за відсутності та наявності активної фільтрації  $w(t) = \Delta p(t) / \Delta p_S(t)$  названо у [13] коефіцієнтом виграшу за потужністю миттєвих втрат. Для першої стратегії він обернено пропорційний квадрату коефіцієнта потужності навантаження

$$w_1(t) = \frac{\Delta p(t)}{\Delta p_{S1}(t)} = \frac{\Delta p(t) p_0(t)}{p^2(t)} = \frac{s^2(t)}{p^2(t)} = \frac{1}{\lambda^2(t)},$$

Миттєва потужність ПАФ для цієї стратегії дорівнює нулю, оскільки

$$p_{F1}(t) = \mathbf{u}^T(t) \mathbf{i}_{F1}(t) = \mathbf{u}^T(t) [\mathbf{i}(t) - \mathbf{i}_a(t)] = p(t) - p(t) = 0,$$

що теоретично дає можливість побудувати ПАФ без накопичувачів енергії.

2. Друга стратегія забезпечує сталі значення миттєвої потужності багатофазного джерела та реалізується за  $\mathbf{i}_{F2}(t) = \mathbf{i}(t) - [P / p_0(t)] \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t)$ . У цьому випадку  $\mathbf{i}_{S2}(t) = [P / p_0(t)] \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t)$ , миттєва потужність джерела

$$p_{S2}(t) = \mathbf{u}^T(t) \mathbf{i}_{S2}(t) = \frac{P}{p_0(t)} \mathbf{u}^T(t) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t) = P$$

не залежить від часу та дорівнює активній потужності навантаження. Потужність втрат в лінії передачі за наявності фільтрації

$$\Delta p_{S2}(t) = \hat{\mathbf{i}}_{S2}^T(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_{S2}(t) = [P / p_0(t)]^2 \mathbf{u}^T(t) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t) = P^2 / p_0(t).$$

Миттєва потужність ПАФ для цієї стратегії

$$p_{F2}(t) = \mathbf{u}^T(t) \mathbf{i}_{F2}(t) = \mathbf{u}^T(t) [\mathbf{i}(t) - [P / p_0(t)] \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t)] = p(t) - P = \tilde{p}(t)$$

дорівнює змінній складовій миттєвої потужності навантаження, що викликає необхідність накопичувача енергії. Коефіцієнт виграшу за потужністю миттєвих втрат

$$w_2(t) = \frac{\Delta p(t)}{\Delta p_{S2}(t)} = \frac{\Delta p(t) p_0(t)}{P^2} = \frac{p^2(t)}{P^2 \lambda^2(t)} = \left[ \frac{1 + \tilde{p}(t) / P}{\lambda(t)} \right]^2$$

збільшується порівняно з першою стратегією, але зменшується швидкодія за рахунок необхідності осереднення потужності навантаження.

3. Третя стратегія забезпечує максимальне значення інтегрального коефіцієнта потужності та досягається за  $\mathbf{i}_{F3}(t) = \mathbf{i}(t) - \mathbf{i}_A(t) = \mathbf{i}_N(t); \mathbf{i}_{S3}(t) = \mathbf{i}_A(t)$ . Потужність втрат в лінії передачі за наявності фільтрації

$$\Delta P_{S3} = \frac{1}{T} \int_0^T \hat{\mathbf{i}}_A^T(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_A(t) dt = \left[ \frac{P}{P_0} \right]^2 \times \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}^T(t) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t) dt = \frac{P^2}{P_0}.$$

Отже,  $\lambda_{S3}(t) = P / \sqrt{\Delta P_{S3} P_0} = 1$ , а коефіцієнт виграшу за потужністю інтегральних втрат для цієї

стратегії складає [10]

$$W_3 = \frac{\Delta P}{\Delta P_{S3}} = \frac{\Delta P P_0}{P^2} = \frac{S^2}{P^2} = \frac{1}{A^2}.$$

Вектор струмів активного фільтра забезпечує нульову активну потужність, оскільки

$$P_{F3} = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}^\wedge [\mathbf{i}(t) - \mathbf{i}_A(t)] dt = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}^\wedge(t) \mathbf{i}(t) dt - \frac{P}{P_0} \times \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}^\wedge(t) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{u}(t) dt = P - \frac{P}{P_0} \times P_0 = 0.$$

Третя стратегія забезпечує найменшу інтегральну потужність втрат в лінії передачі. Однак недоліком усіх трьох розглянутих стратегій є несиметрія та спектральні спотворення споживаних струмів в умовах несинусоїдних несиметричних фазних напруг.

4. Четверта стратегія позбавляє від цього недоліку, забезпечуючи мінімальне, нульове значення коефіцієнта гармонічних спотворень (ТНД) шляхом формування вектора споживаних струмів пропорційного вектору синусоїдних симетричних фазних напруг  $\mathbf{u}_{1+}(t)$  прямої послідовності чергування фаз

$$\mathbf{i}_{S4}(t) = \mathbf{i}(t) - \mathbf{i}_{F4}(t) = \frac{P}{\frac{1}{T} \int_0^T [\mathbf{u}_{1+}^\wedge(t) \mathbf{u}_{1+}(t) dt]} \mathbf{u}_{1+}(t) = \frac{P}{U_{1+}^2} \mathbf{u}_{1+}(t).$$

Це забезпечує нульову активну потужність ПАФ, оскільки

$$P_{F4} = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}^\wedge(t) [\mathbf{i}(t) - \mathbf{i}_{S4}(t)] dt = P - \frac{P}{U_{1+}^2} \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}^\wedge(t) \mathbf{u}_{1+}(t) dt = P - \frac{P}{U_{1+}^2} U_{1+}^2 = 0,$$

та дещо зменшений коефіцієнт виграшу за потужністю інтегральних втрат порівняно із третьою стратегією

$$W_4 = \frac{\Delta P}{\Delta P_{S4}} = \frac{S^2}{P_0} \div \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{i}_{S4}^\wedge(t) \mathbf{R} \mathbf{i}_{S4}(t) dt = \frac{S^2}{P_0} \div \frac{r P^2}{U_{1+}^4} \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{u}_{1+}^\wedge(t) \mathbf{u}_{1+}(t) dt = \frac{S^2}{P^2 P_0} \div \frac{r}{U_{1+}^2} = \frac{U_{1+}^2}{r P_0 A^2}.$$

Четверту стратегію паралельної активної фільтрації слід розглядати як найперспективнішу в світлі сучасних вимог до електромагнітної сумісності компонентів систем електроживлення.

**Висновки.** Вперше обґрунтовано декомпозицію вектора струмів навантаження багатофазної системи електроживлення на активну та неактивну складові, що є ортогональними за миттєвою чи інтегральною потужністю втрат. Показано, що саме активна складова вектора струмів навантаження, яка враховує співвідношення резистивних параметрів лінії передачі, забезпечує мінімальні значення миттєвої чи інтегральної потужностей втрат. Встановлено залежності цих мінімальних потужностей втрат від потужності навантаження та потужності короткого замикання. На основі оптимальних декомпозицій векторів струмів навантаження побудовано чотири стратегії керування ПАФ, кожна з яких забезпечує екстремальне значення одного з наступних параметрів якості:

- максимальне значення миттєвого коефіцієнта потужності;
- сталі значення миттєвої потужності багатофазного джерела;
- максимальне значення інтегрального коефіцієнта потужності;
- мінімальне значення коефіцієнта гармонічних спотворень.

*Роботу виконано за бюджетною темою: "Розробка та дослідження ефективних засобів і методів керування напівпровідниковими перетворювачами та електромеханічними системами для забезпечення електромагнітної сумісності джерел електроенергії та споживачів" ("Модулятор-2") №ДР 0115U002581 (2016-2020 рр.).*

1. Fryze S. Moc czynna, bierna i pozorna układu 3-fazowego o odkształconych przebiegach napięć fazowych i prądów przewodowych. Wybrane zagadnienia teoretycznych podstaw elektrotechniki. Warszawa-Wrocław: PWN. 1966. Pp. 250-256.

2. Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. Piscataway: Wiley –IEEE Press, 2017. 472 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781119307181>

3. Czarniecki L.S. Currents' Physical Components (CPC) concept: a fundamental of Power Theory. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2008. Vol. 84. No 6. Pp. 28-37.

4. Garcesa A., Molinas M., Rodriguez P. A generalized compensation theory for active filters based on mathematical optimization in ABC frame. *Electric Power Systems Research*. 2012. Vol. 90. Pp. 1-10. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2012.03.011>
5. Herrera R. S., Salmerón P., Vázquez J. R., Litrán S. P., Pérez A. Generalized instantaneous reactive power theory in poly-phase power systems. Proceedings of 13th European Conference on *Power Electronics and Application* (EPE'2009). Spain, Barcelona, September 8-10, 2009. Pp. 1-10.
6. Kim H., Akagi H. The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames. IEEE International Conference on *Power Electronics and Drive Systems* (PEDS'99). Hong Kong. July, 1999. Pp. 422-427. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDS.1999.794600>
7. Montano J.C., Salmeron P., Thomas J.P. Analysis of power losses for instantaneous compensation of three-phase four-wire systems. *IEEE Transaction on Power Electronics*. 2005. Vol. 20. No 4. Pp. 901-907. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2005.850956>
8. Peng F.Z., Lai J.S. Generalized instantaneous reactive power theory of three-phase power systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 1996. Vol. 45. No 1. Pp. 293-297. DOI: <https://doi.org/10.1109/19.481350>
9. Тугай Д.В., Жемеров Г.Г., Корнелюк С.І., Шкурпела О.О. Новий спосіб керування паралельним силовим активним фільтром на основі модифікованої P-Q-R теорії потужності. *Вісник Національного технічного університету «ХПИ»*. Серія: Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії. 2019. № 20 (1345). С. 173-181. DOI: <https://doi.org/10.20998/2409-9295.2019.20.22>
10. Артеменко М.Ю., Михальський В.М., Поліщук С.Й. Визначення повної потужності трифазних систем електроживлення як теоретична основа для побудови енергоефективних засобів паралельної активної фільтрації. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 2. С. 25-34. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.025>
11. Artemenko M., Batrak L. and Polishchuk S. New definition formulas for apparent power and active current of three-phase power system. *Przeglad Elektrotechniczny*. 2019. No 8. Pp. 81-85. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2019.08.20>
12. Artemenko M.Yu., Batrak L.M., Polishchuk S.Y., Mykhalskyi V.M., Shapoval I.A. The Effect of Load Power Factor on the Efficiency of Three-Phase Four-Wire Power System with Shunt Active Filter. Proceedings of IEEE 36th International Conference on *Electronics and Nanotechnology* (ELNANO 2016). Ukraine, Kyiv, April 19-21, 2016. Pp. 277-282. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2016.7493067>
13. Артеменко М.Ю., Кутафін Ю.В., Михальський В.М., Поліщук С.Й., Чопик В.В., Шаповал І.А. Теорія миттєвої потужності багатофазних систем електроживлення з урахуванням резистивних параметрів лінії передачі. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 4. С. 12-22. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.04.012>

УДК 621.314

## ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЕ СТРАТЕГИИ СИЛОВОЙ АКТИВНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ, ОСНОВАННЫЕ НА ОПТИМАЛЬНЫХ ДЕКОМПОЗИЦИЯХ ТОКОВ НАГРУЗКИ И СООТВЕТСТВУЮЩИХ МОЩНОСТЯХ ПОТЕРЬ

М.Ю. Артеменко<sup>1</sup>, докт.техн.наук, Ю.В. Кутафін<sup>1</sup>, В.М. Михальський<sup>2</sup>, докт.техн.наук, С.И. Полищук<sup>2</sup>, канд.техн.наук, В.В. Чопик<sup>2</sup>, канд.техн.наук, И.А. Шаповал<sup>2</sup>, докт.техн.наук

<sup>1</sup>Національний технічний університет України «КПІ ім. І. Сикорського», пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,

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

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

Обоснованы оптимальные декомпозиции векторов токов нагрузки и соответствующих мгновенных и интегральных мощностей потерь многофазных систем электропитания, основанные на формулах определения активного тока с учетом соотношения резистивных параметров в линии передачи. Определены минимальные значения мгновенных и интегральных мощностей потерь, сопровождающих передачу энергии с заданной величиной активной мощности. На основе оптимальных декомпозиций векторов токов нагрузки построено четыре стратегии управления параллельным активным фильтром, обеспечивающих экстремальные значения одного из параметров качества. Библ. 13.

**Ключевые слова:** параллельный активный фильтр, активный ток, мощность потерь, коэффициент мощности.

## ENERGY EFFICIENT STRATEGIES OF POWER ACTIVE FILTRATION BASED ON OPTIMAL DECOMPOSITIONS OF LOAD CURRENTS AND CORRESPONDING POWER LOSSES

M.Yu. Artemenko<sup>1</sup>, Y.V. Kutafin<sup>1</sup>, V.M. Mikhalsky<sup>2</sup>, S.Y. Polishchuk<sup>2</sup>, V.V. Chopyk<sup>2</sup>, I.A. Shapoval<sup>2</sup>

<sup>1</sup> National Technical University of Ukraine I. Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Peremohy ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

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

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

*Optimal decompositions of load current vectors and the corresponding instantaneous and integral power losses of multiphase power supply systems based on the equations for determining the active current taking into account the ratio of resistive parameters in the transmission line are justified. The minimum values of instantaneous and integral power losses associated with the transfer of energy with a given value of active power are determined. Based on the optimal decomposition of the load current vectors, four control strategies for the shunt active filter are constructed each of which provides an extreme value to one of the quality parameters. References 13.*

**Key words:** shunt active filter, active current, power loss, power factor.

1. Fryze S. Moc czynna, bierna i pozorna układu 3-fazowego o odkształconych przebiegach napięć fazowych i prądów przewodowych. Wybrane zagadnienia teoretycznych podstaw elektrotechniki. Warszawa-Wrocław: PWN. 1966. Pp. 250-256.
2. Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. Instantaneous power theory and applications to power conditioning. Piscataway: Wiley –IEEE Press, 2017. 472 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781119307181>
3. Czarnecki L.S. Currents' Physical Components (CPC) concept: a fundamental of Power Theory. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2008. Vol. 84. No 6. Pp. 28-37.
4. Garcesa A., Molinas M., Rodriguez P. A generalized compensation theory for active filters based on mathematical optimization in ABC frame. *Electric Power Systems Research*. 2012. Vol. 90. Pp. 1-10. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2012.03.011>
5. Herrera R. S., Salmerón P., Vázquez J. R., Litrán S. P., Pérez A. Generalized instantaneous reactive power theory in poly-phase power systems. Proceedings of 13th European Conference on *Power Electronics and Application (EPE'2009)*. Spain, Barselona, September 8-10, 2009. Pp. 1-10.
6. Kim H., Akagi H. The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames. IEEE International Conference on *Power Electronics and Drive Systems (PEDS'99)*. Hong Kong. July, 1999. Pp. 422-427. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDS.1999.794600>
7. Montano J.C., Salmeron P., Thomas J.P. Analysis of power losses for instantaneous compensation of three-phase four-wire systems. *IEEE Transaction on Power Electronscs*. 2005. Vol. 20. No 4. Pp. 901-907. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2005.850956>
8. Peng F.Z., Lai J.S. Generalized instantaneous reactive power theory of three-phase power systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 1996. Vol. 45. No 1. Pp. 293-297. DOI: <https://doi.org/10.1109/19.481350>
9. Tugay D., Zhemerov G., Korneliuk I., Shkorpela A. Parallel power active filter new control technique based on modified p-q-r power theory. *Visnyk Natsionalnoho Tekhnichnoho Universitetu Kharkivskiyi Politekhnichnyi Instytut*. Serija: Elektrychni mashyny ta elektromekhanichne peretvorennia energii. 2019. No 20 (1345). P. 173-181. DOI: <https://doi.org/10.20998/2409-9295.2019.20.22> (Ukr)
10. Artemenko M.Yu., Mykhalskyi V.M., Polishchuk S.Y. Definition of apparent power of three-phase power supply systems as a theoretical basis for development of energy-efficient shunt active filters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No. 2. Pp. 25 –34. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.025> (Ukr)
11. Artemenko M., Batrak L. and Polishchuk S. New definition formulas for apparent power and active current of three-phase power system. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2019. No 8. Pp. 81-85. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2019.08.20>
12. Artemenko M.Yu., Batrak L.M., Polishchuk S.Y., Mykhalskyi V.M., Shapoval I.A. The Effect of Load Power Factor on the Efficiency of Three-Phase Four-Wire Power System with Shunt Active Filter. Proceedings of IEEE 36th International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO 2016)*. Ukraine, Kyiv, April 19-21, 2016. Pp. 277-282. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2016.7493067>
13. Artemenko M.Yu., Kutafin Y.V., Mykhalskyi V.M., Polishchuk S.Y., Chopyk V.V., Shapoval I.A. Instantaneous power theory of polyphase power systems with regard of transmission line resistive parameters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 4. Pp. 12-22. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.04.012> (Ukr)

Надійшла 28.02.2020

**ЕКВІВАЛЕНТНІСТЬ «ВЕКТОРНОГО» Й «ПРОПОРЦІЙНОГО» СПОСОБІВ  
КЕРУВАННЯ СИЛОВИМ АКТИВНИМ ФІЛЬТРОМ**

Д.В.Тугай<sup>1\*</sup>, докт.техн.наук, Г.Г.Жемеров<sup>2\*\*</sup>, докт.техн.наук,  
Ю.П.Колонтаєвський<sup>1</sup>, канд.техн.наук, С.І.Корнелюк<sup>1\*\*\*</sup>

<sup>1</sup> Харківський національний університет міського господарства імені О.М. Бекетова,  
вул. Маршала Бажанова, 17, 61002, Харків, Україна, e-mail: [tugaydmytro@gmail.com](mailto:tugaydmytro@gmail.com),

<sup>2</sup> Національний технічний університет «ХПІ»,  
вул. Кирпичова, 2, 61002, Харків, Україна,

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

*Доведено еквівалентність «векторного», який засновано на перетвореннях координат  $p$ - $q$ - $r$  теорії миттєвої потужності, та «пропорційного», заснованого на пропорційно-векторній теорії потужності, способів синтезу систем керування паралельним силовим активним фільтром трифазної чотирипровідної системи електропостачання. Одержано нові розрахункові співвідношення задля визначення струмів компенсатора, що дають змогу врахувати нелінійність та асиметрію як фазних напруг мережі, так і фазних струмів навантаження. Показано, що перехід від структурної схеми системи керування, яку побудовано на класичних перетвореннях  $p$ - $q$ - $r$  теорії миттєвої потужності, до структурної схеми, заснованої на розрахунку коефіцієнту пропорційності між модулем просторового вектора напруги мережі з частковим послабленням складової нульової послідовності і модулем постійної складової проекції вектора струму навантаження на вісь « $r$ », дає змогу більш ніж вдвічі зменшити кількість математичних операцій, необхідних задля реалізації алгоритмів керування за тієї ж самої якості компенсації. Бібл. 5, рис. 1.*

**Ключові слова:** силовий активний фільтр, система керування, алгоритм, теорія потужності

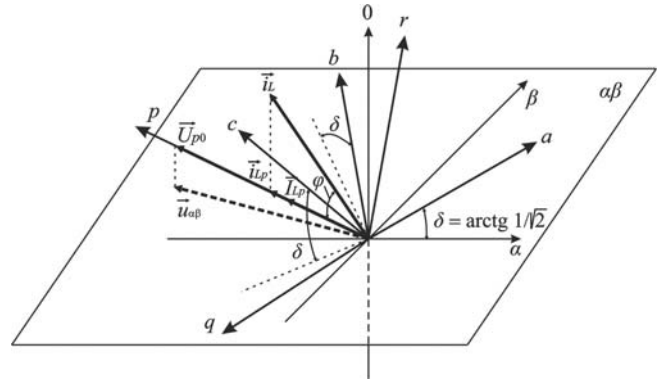
**Вступ.** Одним з найефективніших пристроїв компенсації електромагнітних спотворень у промислових мережах низької та середньої напруги є силовий активний фільтр (САФ) паралельного типу, що підключають до затискачів нелінійного несиметричного навантаження. На відміну від статичних компенсаторів застосування паралельного САФ дає змогу компенсувати миттєву реактивну потужність, асиметрію і вищі гармоніки фазних струмів навантаження в динамічних режимах роботи системи електропостачання (СЕ). На сьогодні існує багато способів синтезу системи керування САФ, які умовно можна розділити на дві групи: «векторні», засновані на сучасних теоріях миттєвої потужності [1–3], та «пропорційні» (або пропорційно-векторні) [4, 5], засновані на формуванні вектора миттєвих струмів трифазного джерела пропорційним узагальненому просторовому вектору напруги мережі. Вибір того чи іншого способу керування базується на аналізі конкретних умов, в яких буде експлуатуватися силове обладнання, і вимог щодо швидкодії реалізації цього способу. Розмаїття способів керування САФ, описаних в літературних джерелах [1–3, 5], вказує на протистояння різних концептуальних підходів, що змагаються між собою за досягнення кращої якості компенсації, однак, породжують протиріччя під час практичної реалізації.

Метою статті є доведення еквівалентності векторних і пропорційних способів керування паралельним силовим активним фільтром для полегшення їхнього практичного застосування.

**«Векторні» способи синтезу системи керування паралельним силовим активним фільтром.** До цієї групи способів керування САФ можна віднести математичні підходи, що використовують перетворення координат сучасної теорії потужності ( $p$ - $q$  теорія потужності,  $i_d$ - $i_q$  метод,  $p$ - $q$ - $r$  теорія потужності [1], а також модифікації зазначених теорій, що розповсюджують їхнє застосування на трифазні чотирипровідні СЕ [3]). На думку багатьох авторів, найбільш досконалим за якістю компенсації є спосіб керування САФ, заснований на  $p$ - $q$ - $r$  теорії потужності [1], тому зосередимо подальший розгляд саме на ньому. На рисунку зображено просторову координатну структуру, що дає змогу пояснити сутність цього способу. Миттєві значення фазних напруг мережі і струмів навантаження утворюють відповідні узагальнені вектори в нерухомій просторовій координатній системі  $abc$ , вісі якої підведені над площиною  $ab$  на кут  $\delta = 35^\circ 15'$ . Вісь  $p$  обертової координатної системи  $pqr$  співпадає за напрямом з узагальненим вектором напруги мережі, дві інші вісі  $q$  і  $r$  утворюють з нею праву трійку. Координатна система  $pqr$  обертається навколо вісі 0 проти годинникової стрілки, причому вісі  $p$  і  $r$



цієї системи координат лежать в площині, перпендикулярній до площини  $\alpha\beta$ , в якій розташована вісь  $q$ . Сутність способу полягає у виокремленні ортогональної складової узагальненого просторового вектора струму навантаження (проекції на вісь  $p - i_{Lp}$ ), колінеарної вектору напруги мережі.



Після надходження вимірювальної інформації з давачів напруги мережі ( $u_{sa}, u_{sb}, u_{sc}$ ) й струму навантаження ( $i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}$ ) і виокремлення основних гармонік з кривих фазних напруг  $u_{sa1}, u_{sb1}, u_{sc1}$  за допомогою смугового фільтра щодо просторових векторів напруги та струму здійснюється пряме перетворення Кларк з переходом від системи координат  $abc$  до просторової нерухомої системи  $\alpha\beta 0$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta & u_0 \end{bmatrix}^T = [K] \cdot \begin{bmatrix} u_{sa1} & u_{sb1} & u_{sc1} \end{bmatrix}^T, \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta & i_0 \end{bmatrix}^T = [K] \cdot \begin{bmatrix} i_{La} & i_{Lb} & i_{Lc} \end{bmatrix}^T, \quad (2)$$

де

$$[K] = \begin{bmatrix} (2/3)^{1/2} & -(6^{-1/2}) & -(6^{-1/2}) \\ 0 & 2^{-1/2} & -(2^{-1/2}) \\ 3^{-1/2} & 3^{-1/2} & 3^{-1/2} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Далі щодо просторового вектора струму навантаження здійснюють перехід до просторової обертової системи координат  $pqr$ , для чого розраховують дійсне значення модуля узагальненого вектора напруги після часткового послаблення складової нульової послідовності [3]

$$U_{p0} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_t^{t+T} \left( u_{sa1}^2 + u_{sb1}^2 + u_{sc1}^2 - \sigma \left( \frac{u_{sa1} + u_{sb1} + u_{sc1}}{3} \right)^2 \right) dt}, \quad (4)$$

де  $\sigma = 3R_n / (R_s + 3R_n)$  – коефіцієнт оптимального послаблення складової нульової послідовності [5];  $R_s, R_n$  – активні опори фазного та нульового проводу відповідно;  $i$  модуль проекції вектора напруги на площину  $\alpha\beta$

$$u_{\alpha\beta} = \sqrt{u_\alpha^2 + u_\beta^2}, \quad (5)$$

тоді

$$\begin{bmatrix} i_{Lp} \\ i_{Lq} \\ i_{Lr} \end{bmatrix} = \frac{1}{U_{p0}} \begin{bmatrix} u_0 \sigma_0 & u_\alpha & u_\beta \\ 0 & -\frac{U_{p0} u_\beta}{u_{\alpha\beta}} & \frac{U_{p0} u_\alpha}{u_{\alpha\beta}} \\ u_{\alpha\beta} & -\frac{u_0 \sigma_0 u_\alpha}{u_{\alpha\beta}} & -\frac{u_0 \sigma_0 u_\beta}{u_{\alpha\beta}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{U_{p0}} [N] \cdot \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (6)$$

За допомогою фільтра високих частот з проекції вектора струму навантаження на вісь  $p$  виокремлюють змінну складову струму  $i_{Lp}$ , до якої додають сигнал із виходу  $PI$ -регулятора  $\Delta I_c$ , що враховує неузгодженість сигналу завдання за напругою на конденсаторі в ланці постійного струму САФ  $U_{cref}$  з вимірним значенням напруги конденсатора  $U_c$ . Таким чином, отримуємо сигнали завдання за струмами САФ в  $pqr$ -координатах.

Для виконання зворотних перетворень необхідно послідовно здійснити два переходи, спочатку від системи координат  $pqr$  до  $\alpha\beta 0$ , а далі до  $abc$

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix}^T = [K]^T [N]^T \cdot \begin{bmatrix} -(i_{Lp} + \Delta I_c) & -i_{Lq} & -i_{Lr} \end{bmatrix}^T / U_{p0}. \quad (7)$$

Кінцеві завдання за струмами компенсатора отримаємо після пофазного віднімання струмів зворотного зв'язку, що вимірюються давачами струму, встановленими на вході САФ

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_a^* - i_{ca} & i_b^* - i_{cb} & i_c^* - i_{cc} \end{bmatrix}^T. \quad (8)$$

Підрахунок показує, що для реалізації алгоритмів керування паралельним САФ, заснованих на використанні  $p-q-r$  теорії потужності, необхідно в реальному часі виконати 127 математичних операцій, більшість яких виконується послідовно, що висуває більш жорсткі вимоги щодо швидкодії апаратної частини.

**Перехід від «векторних» до «пропорційних» способів синтезу системи керування паралельним силовим активним фільтром.** «Пропорційні» способи синтезу системи керування САФ засновані на пошуку коефіцієнта пропорційності між просторовими узагальненими векторами напруги мережі  $\vec{u}_s$  і струму навантаження  $\vec{i}_L$  [4, 5].

В [3] було запропоновано модифікацію  $p$ - $q$ - $r$  теорії потужності, яка полягає у виключенні математичних операцій, необхідних для розрахунку ортогональних проекцій струму навантаження за осями  $q$  та  $r$  ( $i_{Lq}$ ,  $i_{Lr}$ ) координатної системи  $pqr$ . Під час синтезу алгоритму керування можна обмежитись розрахунком проекції узагальненого вектора струму за віссю  $p$  ( $i_{Lp}$ ), спрощений пошук якої обґрунтовується положеннями крос-векторної теорії потужності [3]

$$i_{Lp} = i_L \cdot \cos \varphi, \quad (9)$$

де 
$$i_L = |\vec{i}_L| = \sqrt{i_{La}^2 + i_{Lb}^2 + i_{Lc}^2} - \quad (10)$$

модуль узагальненого просторового вектора струму навантаження;

$$\cos \varphi = \frac{u_{sa1}}{U_{p0}} \cdot \frac{i_{La}}{|\vec{i}_L|} + \frac{u_{sb1}}{U_{p0}} \cdot \frac{i_{Lb}}{|\vec{i}_L|} + \frac{u_{sc1}}{U_{p0}} \cdot \frac{i_{Lc}}{|\vec{i}_L|} - \quad (11)$$

миттєве значення косинуса кута зсуву між узагальненими векторами напруги мережі (після часткового послаблення складової нульової послідовності) і струму навантаження (рисунок).

Після підстановки (10) і (11) в (9) та інтегрування в періоді повторюваності  $T$  отримуємо співвідношення для розрахунку постійної складової проекції узагальненого просторового вектора струму навантаження за віссю  $p$

$$I_{Lp} = \frac{1}{U_{p0}T} \int_0^T (u_{sa1}i_{La} + u_{sb1}i_{Lb} + u_{sc1}i_{Lc}) dt = \frac{P_{SL}}{U_{p0}}, \quad (12)$$

де  $P_{SL}$  – середнє значення потужності мережі без урахування струмів компенсатора.

Зворотні перетворення виконують тільки для постійної складової струму навантаження за віссю  $p$   $I_{Lp}$  з урахуванням сигналу неузгодженості завдання за напругою на конденсаторі в ланці постійного струму САФ  $\Delta I_c$ , тобто  $I_{Lp}^* = I_{Lp} + \Delta I_c$

$$\begin{bmatrix} i_a^* & i_b^* & i_c^* \end{bmatrix}^T = [K]^T [N]^T \cdot \begin{bmatrix} I_{Lp}^* & 0 & 0 \end{bmatrix} / U_{p0} = [K]^T (I_{Lp}^* / U_{p0}) \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta & u_0 \end{bmatrix}^T = G \begin{bmatrix} u_{sa1} & u_{sb1} & u_{sc1} \end{bmatrix}^T, \quad (13)$$

де 
$$G = \frac{P_{SL}}{U_{p0}^2} + \frac{\Delta I_c}{U_{p0}} - \quad (14)$$

коефіцієнт пропорційності (провідність) між узагальненим просторовим вектором напруги мережі і постійною складовою проекції струму навантаження на вісь  $p$ .

Сигнали завдання за фазними струмами компенсатора визначають як різницю між вимірними струмами навантаження, розрахованими струмами і вимірними поточними струмами силового активного фільтра

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* & i_{cb}^* & i_{cc}^* \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{La} - i_a^* - i_{ca} & i_{Lb} - i_b^* - i_{cb} & i_{Lc} - i_c^* - i_{cc} \end{bmatrix}^T. \quad (15)$$

Для реалізації «пропорційного» способу керування паралельним САФ необхідно виконати в реальному часі 57 математичних операцій, більшість яких виконується паралельно, що знижує вимоги щодо швидкодії апаратної частини. Співвідношення (7) і (13) дають рівнозначні результати щодо розрахунку струмів завдання паралельного САФ, тобто їхня реалізація в алгоритмах керування забезпечить аналогічну якість компенсації.

**Висновки.** Використання «пропорційного» способу синтезу систем керування паралельним САФ забезпечує такі самі високі результати щодо якісних показників електропостачання, що й використання класичної  $p$ - $q$ - $r$  теорії. Зважаючи на значно меншу кількість математичних операцій (на 55%), які потрібно виконати в реальному часі для обчислення завдань за струмами компенсатора, на практиці доцільно віддати перевагу саме «пропорційному» способу.

1. Kim H., Blaabjerg F., Bak-Jensen B., Choi I. Instantaneous power compensation in three-phase systems using p-q-r theory. *IEEE Trans. Power Electronics*. 2002. Vol. 17. No. 5. Pp. 701-710.

DOI: <http://doi.org/10.1109/TPEL.2002.802185>

2. Bialobrzheskyi O.V., Vlasenko R.V. Interrelation of a Clarke and Fortescue transformation for the three-phase asymmetrical electrical network. *Науковий вісник Національного гірничого університету*. 2016. № 5. С. 67 – 74.

3. Тугай Д.В., Жемеров Г.Г., Корнелюк С.І., Шкурпела О.О. Новий спосіб керування паралельним силовим активним фільтром на основі модифікованої р-q-r теорії потужності. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. 2019. № 20 (1345). С. 173 – 182. DOI: <http://doi.org/10.20998/2409-9295.2019.20.22>
4. Fryze S. Active, reactive and apparent power in circuits with non-sinusoidal voltage and current. *Przegląd Elektrotechniczny*. 1931. № 7-8. P. 193 – 203.
5. Поліщук С.Й., Артеменко М.Ю., Михальський В.М., Батрак Л.М., Шаповал І.А. Стратегія керування паралельним активним фільтром з частковим послабленням складової нульової послідовності напруг трифазної чотирипровідної мережі. *Техн. електродинаміка*. 2013. № 3. С. 12 – 19.

### ЭКВИВАЛЕНТНОСТЬ «ВЕКТОРНОГО» И «ПРОПОРЦИОНАЛЬНОГО» СПОСОБОВ УПРАВЛЕНИЯ СИЛОВЫМ АКТИВНЫМ ФИЛЬТРОМ

Д.В.Тугай<sup>1</sup>, докт.техн.наук, Г.Г. Жемеров<sup>2</sup>, докт.техн.наук, Ю.П.Колонтаевский<sup>1</sup>, канд.техн.наук, С.И. Корнелюк<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Харьковский национальный университет городского хозяйства им. А.Н. Бекетова,

ул. Маршала Бажанова, 17, 61002, Харьков, Украина, e-mail: [tugavdmytro@gmail.com](mailto:tugavdmytro@gmail.com)

<sup>2</sup> Национальный технический университет «ХПИ»,

ул. Кирпичова, 2, 61002, Харьков, Украина,

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

*Доказана еквівалентність «векторного», ґснованного на преобразованиях координат р-q-r теорії мґновенної потужності, и «пропорционального», ґснованного на пропорционально-векторной теорії потужності, способів синтезу систем управління паралельним силовим активним фільтром трехфазної чотирехпроводної системи електропостачання. Получены новые расчетные соотношения для определения токов компенсатора, позволяющие учесть нелинейность и асимметрию как фазных напряжений сети, так и фазных токов нагрузки. Показано, что переход от структурной схемы системы управления, построенной на классических преобразованиях р-q-r теорії мґновенної потужності, к структурной схеме, основанной на расчете коэффициента пропорциональности между модулем пространственного вектора напряжения с частичным ослаблением составляющей нулевой последовательности и модулем постоянной составляющей проекции вектора тока нагрузки на ось «р», позволяет более чем в два раза уменьшить количество математических операций, необходимых для реализации алгоритмов управления при том же качестве компенсации.* Библ. 5, рис. 1.

**Ключевые слова:** силовий активний фільтр, система управління, алгоритм, теорія потужності

### EQUIVALENCE OF "VECTOR" AND "PROPORTIONAL" CONTROLLING METHODS FOR ACTIVE POWER FILTER

D.V.Tugay<sup>1</sup>, G.G.Zhemerov<sup>2</sup>, Yu.P.Kolontaevsky<sup>1</sup>, S.I.Korneliuk<sup>1</sup>

<sup>1</sup> O.M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv,

Marshal Bazhanov str., 17, 61002, Kharkiv, Ukraine, e-mail: [tugavdmytro@gmail.com](mailto:tugavdmytro@gmail.com)

<sup>2</sup> National Technical University Kharkov Polytechnic Institute,

Kirpichov str., 2, 61002, Kharkiv, Ukraine,

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

*The equivalence of "vector" based on transformations of p-q-r instantaneous power theory and "proportional" based on proportional-vector power theory methods of control systems synthesis for three-phase four-wire power supply system parallel power active filter is proved. New calculated ratios to determine the compensator currents, which allow to take into account the nonlinearity and asymmetry of both the phase network voltages and the phase load currents are obtained. It is shown that the transition from a structural diagram of a control system based on classical transformations of p-q-r instantaneous power theory to a structural diagram based on the coefficient of proportionality calculation between the module of the network voltage spatial vector with partial weakening of the zero sequence component and the module of the constant component projection of the load current vector on the axis "p", allows more than twice to reduce the number of mathematical operations required to implement control algorithms for the same quality compensation.* References 5, figures 1.

**Key words:** power active filter, control system, algorithm, power theory

1. Kim H., Blaabjerg F., Bak-Jensen B., Choi I. Instantaneous power compensation in three-phase systems using p-q-r theory. *IEEE Trans. Power Electronics*. 2002. Vol. 17. No. 5. Pp. 701–710. DOI: <http://doi.org/10.1109/TPEL.2002.802185>
2. Bialobrzheskyi O.V., Vlasenko R.V. Interrelation of a Clarke and Fortescue transformation for the three-phase asymmetrical electrical network. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2016. No 5. Pp. 67 – 74. (Ukr)
3. Tugay D., Zhemerov G., Kotelevets S., Shkurpela A. Parallel power active filter new control technique based on modified p-q-r power theory. *Visnyk Natsionalnogo Tekhnichnoho Universytetu KhPI*. 2019. No 20 (1345). Pp. 173 – 182. DOI: <http://doi.org/10.20998/2409-9295.2019.20.22> (Ukr)
4. Fryze S. Active, reactive and apparent power in circuits with non-sinusoidal voltage and current. *Przegląd Elektrotechniczny*. 1931. № 7-8. Pp. 193 – 203.
5. Polishchuk S.Y., Artemenko M.Yu., Mykhalskyi V.M., Batrak L.M., Shapoval I.A. Shunt active filter control strategy with partial decrease of zero-sequence voltage in three-phase four-wire system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 3. Pp. 12 – 19. (Ukr)

Надійшла 28.02.2020  
Остаточний варіант 31.03.2020

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ПАСИВНИХ, АКТИВНИХ ТА ГІБРИДНИХ ФІЛЬТРІВ  
ГАРМОНІК СТРУМУ ДЛЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛЬОВАНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУІ. В. Волков<sup>1</sup>, чл.-кор. НАН України, С. В. Подольний<sup>2\*\*</sup>, канд.техн.наук, Ю.В. Маруня<sup>1\*\*\*</sup>,<sup>1</sup> Інститут електродинаміки НАН України,

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

e-mail: [ig.volkov@ukr.net](mailto:ig.volkov@ukr.net)<sup>2</sup> Sentinel Power Quality FZE, UAE

Проведено аналіз трьох типів фільтрів гармонік струму мережі, які використовуються в системах електропостачання асинхронних електроприводів з частотним керуванням. Виконано математичне моделювання типових варіантів такої системи, яка живить електропривод потужністю 250 кВт від промислової мережі 0.4 кВ, 50 Гц. Проведено порівняння спектрограм і епюр струму активного і гібридного фільтрів та визначено істотні відмінності величин струмів транзисторів, необхідних для однакового рівня придушення вищих гармонік. Описано основні фактори, що впливають на ціноутворення і оптимізацію реактивних і напівпровідникових елементів. Встановлено суттєвий вплив співвідношення між реактивностями короткого замикання мережі і додаткового реактора гібридного фільтра на його ефективність і вартість. Бібл. 11, рис. 6, табл. 1

**Ключові слова:** коефіцієнт гармонік струму, THDi, пасивний фільтр, активний фільтр паралельного типу, гібридний фільтр, електропривод, компенсація спотворень.

**Вступ.** У зв'язку з посиленням вимог міжнародних і вітчизняних стандартів щодо якості електричної енергії [1], зокрема, на рівень гармонік струму, що генеруються в мережу електроустаткування з потужними напівпровідниковими перетворювачами та іншими нелінійними навантаженнями, проблема фільтрації цих гармонік набуває істотного значення. Особливо гостро вона стоїть у разі експлуатації електроприводів з частотним керуванням асинхронних електродвигунів, що широко використовуються сьогодні у промисловості та на транспорті [2].

Традиційно ця проблема вирішувалася за допомогою пасивних фільтрів (ПФ), що містять реактори і батареї конденсаторів, зібраних за різними схемами, частотні характеристики реактивних елементів яких дають змогу в тій чи іншій мірі покращувати спектр струму споживаного нелінійним навантаженням з мережі. Сьогодні десятки фірм, у тому числі такі відомі як *ABB, Siemens, Danfoss, Schneider, Mirus* та ін., випускають такі фільтри на потужностях від 5 кВА до 3 МВА [3-7].

З розвитком елементної бази силової електроніки і, зокрема, *IGBT*-транзисторів, з'явилася можливість створювати так звані активні фільтри (АФ), які формують споживаний з мережі струм, близький за формою до синусоїди. Досягається це одним з двох методів: або оцінкою (виміром) спектрального складу струму нелінійного навантаження, генеруванням струму такого ж спектра, але без першої гармоніки (тобто основної частоти) і відніманням другого з першого; або відстеженням миттєвих значень струму навантаження і формуванням додаткового струму з такими миттєвими значеннями, щоб їхня різниця наближалася до синусоїди основної частоти. АФ такого типу зараз серійно випускаються багатьма фірмами на потужності до 500 кВА [7].

Конкуренція між різними типами цих фільтрів зумовлюється співвідношенням їхніх переваг і недоліків. ПФ прості у виготовленні і експлуатації, надійні, стійкі до перевантажень, порівняно дешеві, але мають незадовільні масо-габаритні показники та обмеження щодо зниження коефіцієнта гармонік струму. АФ, навпаки, мають відмінні масо-габаритні показники, забезпечують будь-який рівень зниження коефіцієнта гармонік струму, здатні працювати на групу навантажень, але критичні до перевантажень, вимагають кваліфікованої експлуатації і, головне, мають істотно більшу ціну.

В останнє десятиліття починає застосовуватися третій тип фільтрів гармонік струму – т.зв. гібридні фільтри (ГФ) [8], що поєднують переваги АФ і ПФ і, в значній мірі, позбавлені їхніх

недоліків. Вони являють собою схемне об'єднання фільтрів перших двох видів, параметри яких відрізняються від параметрів, які вони мали б у випадку роздільного їхнього застосування у разі роботі на те ж навантаження. Концепція ГФ перспективна як для індивідуальних навантажень, що розглядаються у даній статті, так і для варіативних поєднань на рівні всієї енергосистеми.

Метою статті є з'ясування можливості за допомогою ГФ зниження вартості фільтра зі збереженням головної переваги АФ – здатності забезпечити будь-яку якість фільтрації гармонік струму за будь-якого навантаження. При цьому ми не будемо аналізувати якусь конкретну схему АФ, а для загального порівняння представимо його як паралельне з'єднання для кожної фази фільтра ідеальних джерел струму основних вищих гармонік струму, починаючи з 5-ої, як показано на рис. 1. На ньому мережа представлена джерелами ЕРС  $e_A, e_B, e_C$  з внутрішнім опором короткого замикання  $Z_{K3}$ , що задається індуктивностями  $L7-L9=0,055$  мГн ( $Z_{K3}^*=3\%$ ). Активний фільтр т.зв. паралельного типу представлено для кожної фази трьома джерелами струму  $I_{A\Phi}$  5-ої, 7-ої, 11-ої гармонік, що цілком достатньо для поставленої мети (на рисунку таке з'єднання показано тільки для фази  $A$ ). Навантаженням є трифазний випрямний міст з резистором  $R_H$ , які еквівалентують інвертор, двигун електроприводу з частотним керуванням і згладжуючу пульсації випрямленої напруги батарею конденсаторів  $C4$  великої ємності на виході. Як пасивний фільтр використовується двохлапторна ( $L1, L2, L3$  і  $L4, L5, L6$ ) схема типу *Lineator* з батареєю конденсаторів  $C1, C2, C3$ , включених в "трикутник" [9, 10].

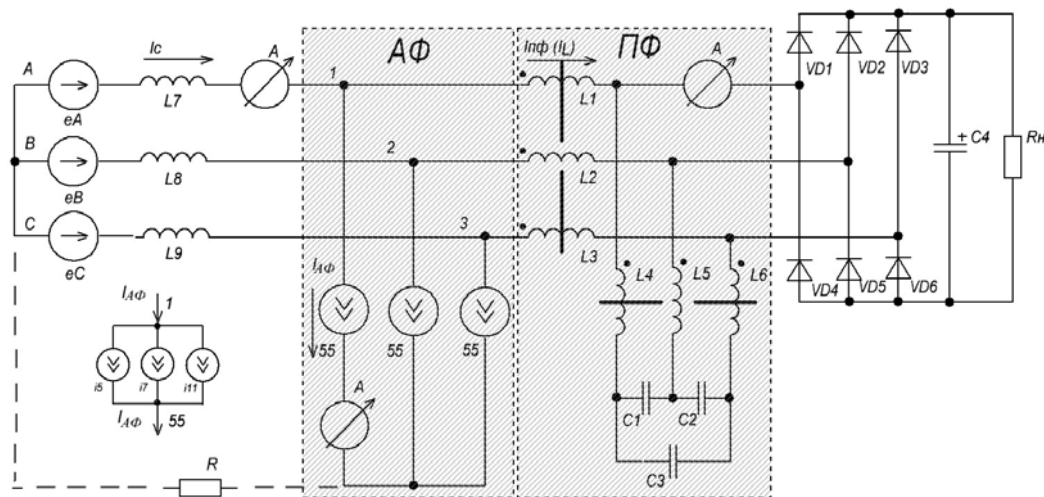


Рис.1

Комп'ютерне моделювання цієї схеми та її модифікацій проводилося за допомогою спеціалізованої програми *Omega 2010*, розробленої у *Інституті електродинаміки НАН України*. Параметри елементів схеми обиралися, виходячи з використання трифазної мережі 0.4 кВ, 50 Гц з  $Z$  і активного навантаження потужністю 250 кВт.

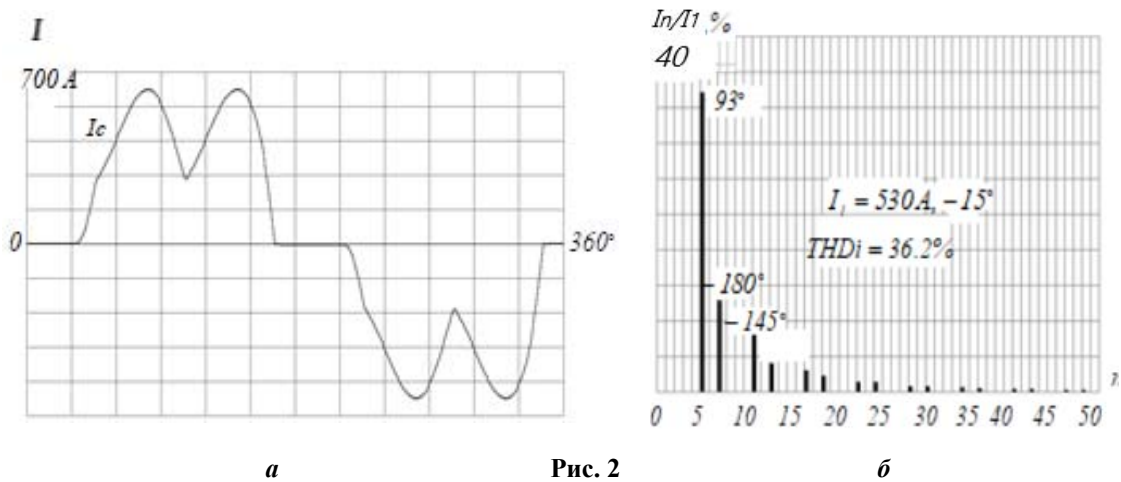
На першому етапі АФ і ПФ виключалися і визначалися форма, спектральний склад і фазові кути гармонік споживаного з мережі струму за наявності тільки 2%-го лінійного реактора з відповідними індуктивностями  $L1=L2=L3=0.037$  мГн, який застосовується зазвичай як мінімальний захід щодо поліпшення спектра струму. Використання такого реактора дає змогу зменшити коефіцієнт нелінійних спотворень струму  $THDi$  з  $\sim (100-110)\%$  (у разі відсутності реактора) до  $\sim (30-40)\%$  (за його наявністю), що істотно зменшує вимоги до струму АФ або кількості паралельних модулів. Результати моделювання наведено на рис. 2. Амплітуда 1-ої гармоніки струму мережі  $I_C$  становить 530 А, і цей струм відстає по фазі від ЕРС мережі на 15 ел.градусів. Амплітуди трьох найбільших гармонік показано у відсотках від основної і вказані кути зсуву фаз в ел.градусах.

Як бачимо, коефіцієнт гармонік струму мережі неприпустимо високий,  $THDi=36.2\%$  за нормативом не більше 5% в точці загального з'єднання навантажень відповідно до стандартів *IEEE519-2014*. Таким чином, застосування тих чи інших фільтрів у даному випадку обов'язкове.

На другому етапі розглянемо застосування активного фільтра, еквівалентованого джерелами струму, як показано на рис. 1. При цьому вважаємо, що АФ налаштований таким чином, що реагує тільки на перші три гармоніки – 5-ту, 7-му і 11-ту, і амплітуди цих гармонік для фази  $A$  беремо

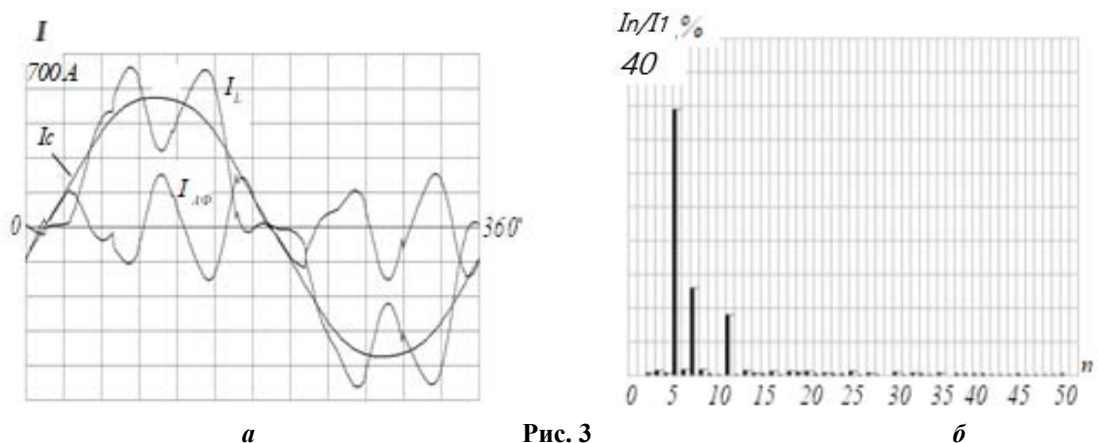


такими, якими їх зображено на рис. 2, б, але в протифазі з кутами, зазначеними на тому ж рисунку. Наприклад, для одинадцятої гармоніки цей кут буде  $+145^\circ - 180^\circ = -35^\circ$ , що при підсумовуванні струмів у вузлі  $I$  забезпечить нейтралізацію цієї гармоніки (той же результат має місце при заміні знаку амплітуди гармоніки на протилежний, тобто в цьому конкретному випадку  $+34$  А на  $-34$  А).



Аналогічна ситуація і з іншими гармоніками. Для фаз  $B$  і  $C$  фазові кути збільшуються на  $240^\circ$  і  $120^\circ$  для 7-ої гармоніки струму, і відповідно на  $120^\circ$  і  $240^\circ$  – для 5-ої і 11-ої гармонік, оскільки вони мають зворотний порядок чергування фаз.

Результати моделювання на цьому етапі наведено на рис. 3. Як бачимо (рис. 3, а), форма струму мережі  $I_C$  як результат віднімання від споживаного навантаженням струму  $I_L$  струму  $I_{A\Phi}$ , що генерується активним фільтром, наближається до синусоїдальної навіть при врахуванні тільки трьох гармонік струму  $I_{A\Phi}$ . Відсоткова величина гармонік струму  $I_{A\Phi}$ , що генеруються (по відношенню до амплітуди першої гармоніки струму  $I_C$ ), показана на рис. 3, б.  $THDi$  мережевого струму  $I_C$  не перевищує 2.5%, тобто нижче максимального нормативного значення у 2 рази. Цей запас зроблено навмисно, щоб компенсувати можливу несинусоїдальність напруги живлення, що, як правило, має місце на практиці. Врахування більш високих гармонік, що цілком можливе сучасними АФ, призводить до зниження  $THDi$  практично до будь-якої малої величини.



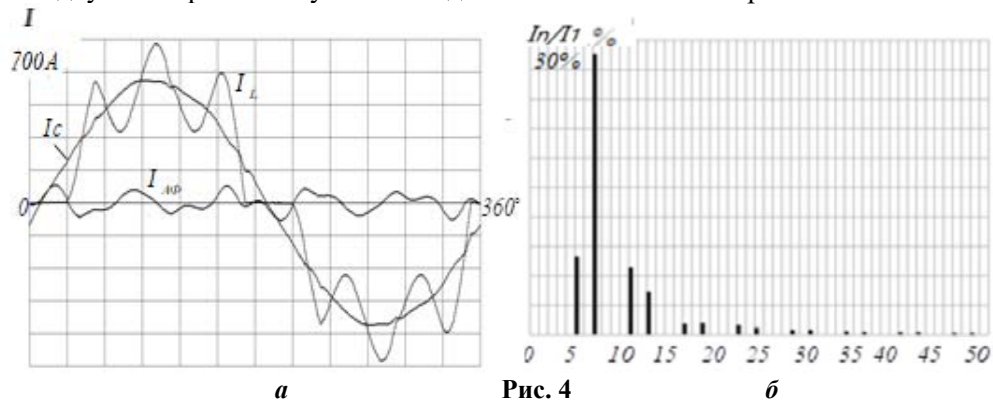
Для розглянутого пристрою діюче значення струму  $I_{A\Phi}$  (*r.m.s.*) таке:

$$I_{A\Phi} = \sqrt{I_5^2 + I_7^2 + I_{11}^2} = 123 \text{ А}, \quad (1)$$

де  $I_5 \dots I_{11}$  – діючі значення струмів гармонік, амплітуди яких відзначено на рис. 3, б. Таким чином, встановлена потужність розглянутого активного фільтра  $S_{A\Phi} = 3 \times 123 \times 230 = 85 \text{ кВА}$ , тобто становить 34% потужності навантаження. Саме вона визначає високу вартість активного фільтра.

На третьому етапі розглянемо можливості зменшення  $I_{A\Phi}$  і  $S_{A\Phi}$  за допомогою підключення до нього ПФ з істотно заниженим (а тому і більш дешевим) власним  $THDi$  (тобто таким, що мав би бути при відсутності АФ), наприклад, 12%. Параметри такого фільтра за схемою, зображеною на рис. 1,

такі:  $L1 = L2 = L3 = 0.22 \text{ мН}$ ;  $L4 = L5 = L6 = 0.4 \text{ мН}$ ;  $C1 = C2 = C3 = 120 \text{ мФ}$ . Додатковий лінійний реактор у цьому випадку не потрібен. Результати моделювання показано на рис. 4.



Обчислення струму і потужності активного фільтра за формулою (1) з використанням даних рис. 2, б дає наступні значення:  $I_{AФ} = 50 \text{ А}$ ,  $S_{AФ} = 3 \times 50 \times 230 = 34.5 \text{ кВА}$ , що становить всього 14% потужності навантаження, тобто в 2.5 рази менше, ніж у варіанті без ПФ. Результати розрахунку цього варіанту наведено у таблиці в рядку під номером 3. Результати моделювання гібридних фільтрів для того ж навантаження і з таким же  $THDi = 2.5\%$ , але з іншими значеннями власного  $THDi$  його пасивної частини, наведено у тій же таблиці в рядках під номерами 2 і 4.

№	THDi	$I_{AФ}$ , А r.m.s.	$S_{AФ}$ , кВА	$I_5$ , А	$I_7$ , А	$I_{11}$ , А	Ціна АФ, тис. \$	Ціна ПФ, тис. \$	Ціна ГФ, тис. \$
1	Без ПФ Rated	123	85	113	39	24	–	–	–
1*	Без ПФ Derated	196	111	161	78	80	23.8	–	–
2	ПФ-10% Rated	39	26.9	35	4	12	–	–	–
2*	ПФ-10% Derated	64	44.2	50	8	40	10.4	3.3	13.7
3	ПФ-12% Rated	50	34.7	46.8	5.7	17.7	–	–	–
3*	ПФ-12% Derated	89	61.4	67	11	59	11.0	2.5	13.5
4	ПФ-14% Rated	66.7	46	64	3	16	–	–	–
4*	ПФ-14% Derated	119	82	91	10	77	12.0	2.0	14.0

Фактично перевага гібридних фільтрів є ще більшою завдяки наступним обставинам. Фірма, що виробляють активні фільтри з використанням *IGBT*-транзисторів, передбачають тепловий захист транзисторів як у разі роботи на підвищених частотах модуляції, так і у разі генерації компенсуючих вищих гармонік, в зв'язку з перегрівом транзисторів через збільшення динамічних втрат в них на підвищених частотах (т.зв. *derating*, тобто зниження рівня номінального струму).

Наприклад, фірма *Danfoss* [4] за допомогою спеціальної програми теплового захисту автоматично знижує рівень 5-ої гармоніки, що генерується, до 0.7 (тобто до 70%) від розрахункового, 7-ої – до 50%, 11-ої – до 30% і т.д. Звичайно, це призводить до збільшення  $THDi$  фільтра при його роботі в області номінальних, тобто заявлених,  $I_{AФ}$  (r.m.s.) струмів, на що споживач піти не може і змушений купувати фільтр з пропорційно завищеним номіналом струму. Так, для розглянутого вище варіанту активного фільтра з розрахунковим номінальним струмом  $I_{AФ} = 123.0 \text{ А}$  необхідно завищити допустимі рівні амплітуд 5-ої гармоніки до  $I_5 = 113/0.7 = 161 \text{ А}$ , 7-ої – до  $I_7 = 39/0.5 = 78 \text{ А}$ , 11-ої – до  $I_{11} = 24/0.3 = 80 \text{ А}$ , що означає завищення номінального струму активного фільтра з 123 А до 196 А, тобто у 1.6 рази. Цей результат відображено у рядку 1\* таблиці. Аналогічні результати, що враховують *derating* активних фільтрів у складі гібридних наведено в рядках 2\*, 3\* та 4\* (виділені фоном) для варіантів пасивних складових гібридного фільтра з  $THDi$  відповідно 10, 12 і 14%.

Орієнтовна вартість фільтрів з урахуванням *derating* вказана відповідно до прайс-листів фірм *Comsys* і *Elhand*, які виробляють АФ [7] і ПФ [11] відповідних струмів і потужності. У вартість активного фільтра (без ПФ) включена також вартість 2%-го лінійного реактора, без якого АФ суттєво менш ефективний (див. про це нижче). При розрахунку варіанта 1\* автори орієнтувалися на використання паралельного з'єднання двох 100-амперних АФ *ADFP100 Comsys*, варіанта 3\* – одного такого ж фільтра, варіанта 2\* – 50-амперного пропорційно дещо завищеного за потужністю і ціною і варіанта 4\* – 100-амперного, так само дещо завищеного за потужністю та ціною.

Як бачимо, розрахункова вартість всіх розглянутих варіантів ГФ практично однакова та істотно менша вартості АФ тієї ж потужності – у 1.8 разу. Формально найкращим в цьому сенсі є варіант, який використовує ПФ з  $THDi = 12\%$ , фактично ж кожен з трьох розглянутих варіантів може бути кращим в залежності від конкретної кон'юнктури.

Слід зазначити, що істотний вплив лінійного реактора і внутрішнього опору короткого замикання джерела живлення  $Z_{кз}$  на роботу АФ часто не враховується. Хоча такі АФ і називаються паралельними, безпосереднє їхнє під'єднання паралельно до випрямного мосту (що було б дуже зручно) вкрай недоцільно. Розглянемо цю ситуацію стосовно до варіанту №1. Розрахункове значення номінального струму АФ  $I_{АФ}=123.0$  А отримано при фіксованому значенні відносного опору короткого замикання джерела живлення (мережі)  $Z_{кз}^* = 4\%$  і відносного індуктивного опору (*reactance*) додаткового реактора  $Z_{д}^* = 2\%$ . При цьому коефіцієнт гармонік по міжфазній напрузі мережі (між точками 1 і 2)  $THDu=7.6\%$ , тобто не перевищує нормативних (для мереж 0.4 кВ) 8%. За інших поєднаннях  $Z_{кз}^*$ ,  $Z_{д}^*$  таке неприпустиме перевищення можливе. На рис. 5 показано у вигляді поверхні залежність  $THDu = f_1(Z_{кз}^*, Z_{д}^*)$ , ізолінія на якій, що має незмінний рівень  $THDu=8\%$ , ілюструє, що правіше цієї ізолінії будь-яке поєднання параметрів  $Z_{кз}^*$ ,  $Z_{д}^*$  неприпустиме, а вибір повинен здійснюватися тільки в лівій частині цієї поверхні.

Кожній парі значень  $Z_{кз}^*$  і  $Z_{д}^*$  цієї частини відповідає певна величина номінального струму активного фільтру, розрахунки якої виконувалися за допомогою тієї ж програми *Omega 2010*. Результати показано на рис. 6 – залежність  $I_{аф}^* = f_2(Z_{кз}^*, Z_{д}^*)$ , де  $I_{аф}^*$  – відносне значення номінального струму АФ (по відношенню до струму  $I_{АФ}=123.0$  А з першого рядка наведеної вище таблиці). Як бачимо, при «сильній» мережі (з малим  $Z_{кз}^* \leq 4\%$ ) і малій величині індуктивного опору додаткового реактора ( $Z_{д}^* \leq 2\%$ ) струм активного фільтру різко зростає аж до величини  $I_{аф}^* = 3.5$ . Таке багаторазове збільшення номінального струму АФ, звичайно ж, неприпустимо, і тому доводиться збільшувати  $Z_{д}^*$  (а також і габарити, і вартість додаткового реактора). Але і за «слабкої» мережі ( $Z_{кз}^* > 4\%$ ) задля зниження  $THDu$  до допустимого рівня також доводиться збільшувати  $Z_{д}^*$ . Так, наприклад, за мережі з  $Z_{кз}^* = 6\%$  знизити  $THDu$  до 8% можливо тільки у разі збільшення  $Z_{д}^*$  до 7%.

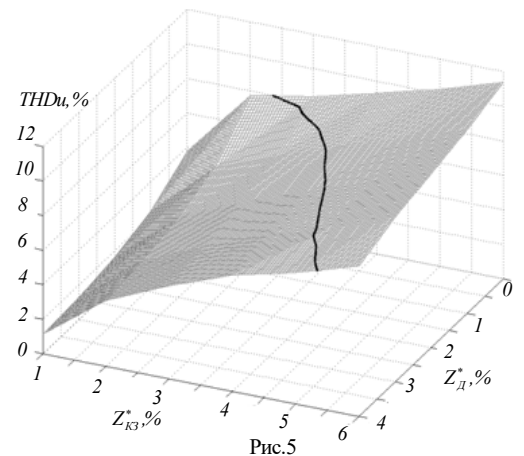


Рис.5

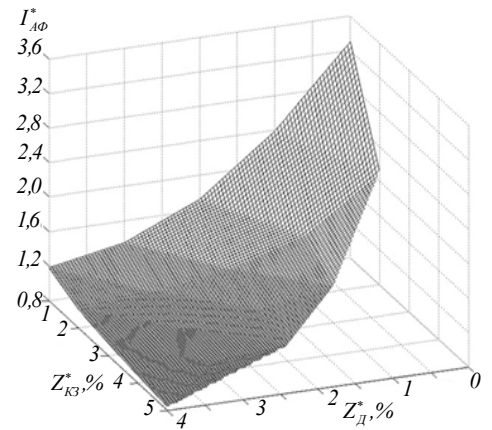


Рис.6

### Висновки

1. Гібридні фільтри, зберігаючи такі ж можливості поліпшення спектрального складу споживаного з мережі струму й активні фільтри, дають змогу істотно, у 1.5 – 2 рази знизити загальну вартість фільтруючої установки.

2. Як пасивну складову гібридного фільтра доцільно використовувати електромагнітні елементи (реактори, конденсатори) за схемами патентів [10, 11].

3. Суттєве значення у розрахунку активної частини гібридних фільтрів має вибір співвідношення між реактивним опором короткого замикання електромережі і реактивним опором додаткового лінійного реактора. Оптимізація таких співвідношень з урахуванням пасивної частини ГФ має бути досліджена окремо.

*Роботу виконано за бюджетною темою "Розробка електронного та електротехнічного обладнання для нової технології плавлення та обробки скла та гірських порід індукційними струмами середнього діапазону частот" №0117U002584 (2017-2021р).*

1. Жаркин А.Ф., Новский В.А., Палачев С.А. Нормативные и технические аспекты обеспечения стандартных характеристик напряжения в системах электроснабжения Украины. *Вісник НТУ «ХПИ»*. 2012. № 52. С. 76-83.

2. Браславский И.Я. Энергосберегающий асинхронный электропривод. М: Академия, 2004. 256 с.
3. Siemens drive option partner. URL: <https://siemens-product-partner.schaffner.com> (Дата звернення 20.01.2020).
4. AC Drives. URL: [https://www.danfoss.com/en/products/ac-drives/?sort=default\\_sort](https://www.danfoss.com/en/products/ac-drives/?sort=default_sort) (Дата звернення 20.01.2020).
5. High-voltage capacitors and filters. URL: <https://new.abb.com/high-voltage/capacitors/hv> (Дата звернення 20.01.2020).
6. Proper selection of passive and active power quality filters for the mitigation of mains harmonics. URL: <https://www.eetimes.com/proper-selection-of-passive-and-active-power-quality-filters-for-the-mitigation-of-mains-harmonics/> (Дата звернення 20.01.2020).
7. Активные динамические фильтры гармоник Comsys. URL: [http://www.esto.pro/comsys\\_adf](http://www.esto.pro/comsys_adf) (Дата звернення 20.01.2020).
8. Lam C. S., Wong M.C. Design and Control of Hybrid Active Power Filters. Springer, 2014. 217 p.
9. Levin M., Volkov I. Universal harmonic mitigating system. Patent USA 6127743, 2000.
10. Levin M., Volkov I. Combined harmonic filter and phase converter. Patent USA 2006/0197385b A1, 2006.
11. Elhand transformatory. URL: <https://ru.elhand.pl/> (Дата звернення 20.01.2020).

## СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПАСИВНЫХ, АКТИВНЫХ И ГИБРИДНЫХ ФИЛЬТРОВ ГАРМОНИК ТОКА ДЛЯ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

И. В. Волков<sup>1</sup> чл.-корр. НАН Украины, С. В. Подольный<sup>2</sup>, канд.техн.наук, Ю.В. Маруня<sup>1</sup>,

<sup>1</sup>Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина,

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

<sup>2</sup>SentinelPowerQualityFZE, UAE.

*Проведен анализ трех типов фильтров гармоник сетевого тока, используемых в системах электроснабжения асинхронных электроприводов с частотным управлением. Выполнено математическое моделирование типового варианта такой системы, питающей электропривод мощностью 250 кВт от промышленной сети 0.4 кВ, 50 Гц. Проведено сравнение спектрограмм и эюр тока активного и гибридного фильтра и определены существенные различия величин токов транзисторов, необходимых для одинакового уровня подавления гармоник. Описаны основные факторы, влияющие на ценообразование и оптимизацию реактивных и полупроводниковых элементов. Установлено существенное влияние соотношения между реактивностями КЗ сети и добавочного реактора гибридного фильтра на его эффективность и стоимость. Библи. 11, рис. 6, табл. 1.*

**Ключевые слова:** коэффициент гармоник тока,  $THDi$ , пассивный фильтр, активный фильтр параллельного типа, гибридный фильтр, электропривод, компенсация искажений.

## COMPARATIVE ANALYSIS OF PASSIVE, ACTIVE AND HYBRID CURRENT HARMONICS FILTERS FOR FREQUENCY-REGULATED ELECTRIC DRIVE

I.V. Volkov<sup>1</sup>, S.V. Podolny<sup>2</sup>, Yu.V. Marunya<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

56 Peremohy Ave., Kyiv, 03057, Ukraine,

email: [ig.volkov@ukr.net](mailto:ig.volkov@ukr.net)

<sup>2</sup>Sentinel Power Quality FZE, UAE.

*The analysis of three types of harmonic filters of the mains current used in power supply systems of asynchronous electric drives with frequency control is carried out. Mathematical modeling of a typical version of such a system is carried out, supplying an electric drive with a capacity of 250 kW from an industrial network of 0.4 kV, 50 Hz. The spectrograms and diagrams of the current of the active and hybrid filters are compared and significant differences in the values of the transistor currents necessary for the same level of harmonic suppression are determined. The main factors affecting the pricing and optimization of reactive and semiconductor elements are described. A significant effect of the relationship between the reactivity of the short circuit of the network and the additional reactor of the hybrid filter on its efficiency and cost has been established. References 11, Figures 6, Table 1.*

**Keywords:** current harmonic ratio,  $THDi$ , passive filter, active parallel-type filter, hybrid filter, electric drive, distortion compensation.

1. Zharkin A.F., Novsky V.A., Palachev S.A. Regulatory and technical aspects of ensuring standard voltage characteristics in power supply systems of Ukraine. *Vistnyk NTU KhPI*. 2012. No. 52. Pp. 76-83. (Rus)
2. Braslavsky I.Ya. Energy-saving asynchronous electric drive. Moskva: Academy, 2004. 256 p. (Rus)
3. Siemens drive option partner. URL: <https://siemens-product-partner.schaffner.com> (Accessed at 20.01.2020).
4. AC Drives. URL: [https://www.danfoss.com/en/products/ac-drives/?sort=default\\_sort](https://www.danfoss.com/en/products/ac-drives/?sort=default_sort) (Accessed at 20.01.2020).
5. High-voltage capacitors and filters. URL: <https://new.abb.com/high-voltage/capacitors/hv> (Accessed at 20.01.2020).
6. Proper selection of passive and active power quality filters for the mitigation of mains harmonics. URL: <https://www.eetimes.com/proper-selection-of-passive-and-active-power-quality-filters-for-the-mitigation-of-mains-harmonics/> (Accessed at 20.01.2020).
7. Active dynamic harmonic filters Comsys. URL: [http://www.esto.pro/comsys\\_adf](http://www.esto.pro/comsys_adf) (Accessed at 20.01.2020). (Rus)
8. Lam C. S., Wong M.C. Design and Control of Hybrid Active Power Filters. Springer, 2014. 217 p.
9. Levin M., Volkov I. Universal harmonic mitigating system. Patent USA 6127743, 2000.
10. Levin M., Volkov I. Combined harmonic filter and phase converter. Patent USA 2006/0197385b A1, 2006.
11. Elhand transformatory. URL: <https://ru.elhand.pl/> (Accessed at 20.01.2020).

Надійшла 27.01.2020  
Остаточний варіант 28.02.2020

## КЕРУВАННЯ ВАНТАЖОПІДЙОМНИМ ПРИСТРОЄМ КРАНА-МАНІПУЛЯТОРА ПІД ЧАС ОПУСКАННЯ ВАНТАЖУ У ВАННУ З АГРЕСИВНОЮ РІДИНОЮ

О.І. Толочко<sup>1\*</sup>, докт. техн. наук, В.П. Стяжкін<sup>2\*\*</sup>, канд. техн. наук, О.М. Рижков<sup>2\*\*\*</sup>

<sup>1</sup>Національний технічний університет України «КПІ ім. І. Сікорського»,

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

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

<sup>2</sup>Інститут електродинаміки НАН України,

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

e-mail: [sash1319@gmail.com](mailto:sash1319@gmail.com)

*Розроблено структурну модель механічної частини системи електроприводу вантажопідйомного пристрою крана-маніпулятора установки дезактивації металевих відходів, що виконує функцію підйому-опускання кошика з забрудненим металом у ванну з дезактивуючою рідиною. У процесі розробки моделі враховано зміну моменту статичного опору, зумовлену дією виштовхувальної сили при зануренні кошика з вантажем у рідину, та зміну моменту інерції приводу при роз'єднанні колони і кошика після досягнення ним дна ванни. Шляхом Simulink-моделювання доведено доцільність застосування для вантажопідйомного пристрою системи позиційного електроприводу. Бібл. 7, рис. 7.*

**Ключові слова:** кран-маніпулятор, вантажопідйомний пристрій, виштовхувальна сила, система позиційного електроприводу

**Постановка проблеми.** У даній роботі досліджується керований електропривод (ЕП) вантажопідйомного пристрою крана-маніпулятора установки дезактивації металевих відходів у складі комплексу переробки небезпечних відходів[1, 2].

Металеві відходи відвантажуються на стіл прийому і видачі у кошику, після чого у роботу включається кран-маніпулятор, який за допомогою автоматичної зачепи захоплює кошик з відходами та переміщає його до модуля ультразвукової дезактивації з ваннами, що містять кислий або лужний розчини. Перед наближенням крана-маніпулятора до потрібної ванни, її кришка автоматично відкривається і вантажопідйомний пристрій, виконаний у вигляді телескопічної колони, опускає кошик у ванну. Після досягнення ним дна ванни рухома частина колони опускається ще на невелику відстань, щоб відчепити від кошика гачки, а потім знову підіймається на максимальну висоту. Тоді кришка ванни закривається і запускається ультразвуковий процес дезактивації.

Система електроприводу вантажопідйомного пристрою крана-маніпулятора складається з асинхронного двигуна, що живиться від інтелектуального перетворювача частоти (ПЧ) серії Unidrive SP Control Techniques [3]. Вимірювальна система компанії Kubler [4] представляє собою основу з встановленим на ній абсолютним енкодером зі шківом і натяжним колесом. Для передачі руху використовується зубчастий ремінь. У процесі опускання кошика існує ризик розплескування дезактивуючої рідини за межі ванни, що є неприпустимим та небезпечним, тому необхідно забезпечити високу точність позиціонування, щоб кошик досягав дна ванни за нульової швидкості. Також необхідно враховувати те, що у разі знаходження кошика у рідині на нього діє виштовхувальна сила, яка призводить до динамічної зміни навантаження.

У [5] розглянуто процес опускання вантажу в рідину на гнучкому канаті за допомогою гідравлічного приводу, для якого розроблено регулятор моменту та спостерігач стану, що оцінює силу тягіння вантажу. У [6] розглядається синхронізація руху вантажу з хвилями задля зменшення гідродинамічних сил за рахунок мінімізації варіацій між вертикальними швидкостями вантажу та води. Проте керування рухом телескопічної колони, яке враховує зміни моменту статичного опору та запобігає розплескуванню рідини, в цих роботах не розглядається.

**Метою роботи** є вибір доцільного варіанту формування системи керування електроприводом вантажопідйомного пристрою крана-маніпулятора установки дезактивації металевих відходів з позицій забезпечення вимог технологічного процесу.

**Матеріали і результати досліджень.** Схематично вантажопідйомний пристрій крана-маніпулятора з кошиком, який занурено у ванну, наведено на рис. 1, де позначено: 1 – двигун, 2 – редуктор,



3 – барабан, 4 – продольний блок, 5 – рухома частина колони, 6 – гачки зацепу кошика, 7 – поперечний блок, 8 – основа телескопічної колони, 9 – ванна, 10 – кошик.

Під час руху вантажу в рідині на нього, згідно з законом Архімеда, діє окрім сили тяжіння виштовхуюча сила, яка визначається виразом

$$F_A(h) = \rho_p V(h)(g \pm a),$$

де  $\rho_p$  – щільність рідини;  $V(h)$  – об'єм рідини, витісненої кошиком з вантажем, що залежить від глибини занурення кошика  $h$ ;  $g = 9.8 \text{ м/с}^2$  – прискорення вільного падіння;  $a$  – прискорення кошика. У формулі знак «+» діє при зануренні вантажу, а знак «-» – при його підйманні. З урахуванням малості прискорення  $a \ll g$ , що є дійсним для більшості кранів-маніпуляторів, сила Архімеда визначається рівнянням

$$F_A(h) = \rho_p g V(h). \quad (1)$$

Якщо припустити, що вантаж є однорідним та його об'єм рівномірно розподілено за висотою кошика і повністю його заповнює, то

$$V(h) = \begin{cases} 0 & \text{при } (h > h_{p0}), \\ S_k(h_p - h) & \text{при } 0 < h < h_{p0} \text{ \& } (h_p - h) \leq h_k, \\ S_k h_k & \text{при } 0 < h < h_{p0} \text{ \& } (h_p - h) > h_k, \end{cases} \quad (2)$$

де  $S_k$  – площа дна кошика;  $h_{p0}$ ,  $h_p$  – початковий (до занурення кошика) та поточний рівень рідини у ванні відповідно;  $h_k$  – висота

кошика;  $h$  – позиція нижнього краю колони, яка має значення 0 тоді, коли кошик з вантажем торкається дна ванни.

Із балансу обсягів кошика з відходами, що занурюється, та рідини, що виштовхується з ванни з площею дна  $S_B$

$$S_k(h_p - h) = S_B(h_p - h_{p0}),$$

випливає

$$h_p = \frac{h_{p0} - k_S h}{1 - k_S}, \quad h_p = \frac{h_{p0} - k_S h}{1 - k_S}, \quad (3)$$

де  $k_S = S_k / S_B$ .

З урахуванням дії виштовхувальної сили статичний момент навантаження двигуна вантажо-підйомного пристрою визначатиметься формулою

$$M_c(h) = (mg - F_A(h))r, \quad r = v_{\text{ткуст}} / \omega_{\text{уст}}, \quad (4)$$

де  $v_{\text{ткуст}}$ ,  $\omega_{\text{уст}}$  – усталені значення лінійної швидкості переміщення телескопічної колони та кутової швидкості обертання вала двигуна відповідно. Маса  $m$  у рівнянні (4) у разі опускання кошика складається з маси рухомої частини телескопічної колони  $m_{\text{тк}}$ , маси порожнього кошика  $m_k$  та маси вантажу  $m_B$ , а після досягнення кошиком дна – тільки з маси  $m_{\text{тк}}$ . В радіусі приведення не враховано кут нахилу канатів.

При відчепленні кошика з вантажем від телескопічної колони змінюється стрибком сумарний момент інерції установки, приведений до валу двигуна

$$J_{\Sigma 1}(h) = J_d + (m_{\text{тк}} + m_k + m_B)r^2, \quad J_{\Sigma 2}(h) = J_d + m_{\text{тк}}r^2. \quad (5)$$

Якщо вантаж має довільну форму та є різномірним, то характер зміни виштовхувальної сили, а відповідно і залежності  $M_c(h)$  стає більш складним. Відомо тільки те, що при зануренні вантажу він буде монотонно зростаючим. Для такого об'єкта керування досить важко розрахувати тахограму, яка б забезпечила досягнення кошиком з вантажем дна ванни при нульовій швидкості без додавання зворотнього зв'язку за положенням.

Щоб порівняти можливості систем регулювання швидкості та положення, розробимо структурну модель механічної частини системи електроприводу з врахуванням миттєвої зупинки кошика та

стрибокподібної зміни сумарного моменту інерції електроприводу при досягненні кошиком дна ванни. Така *Simulink*-модель зображена на рис. 2.

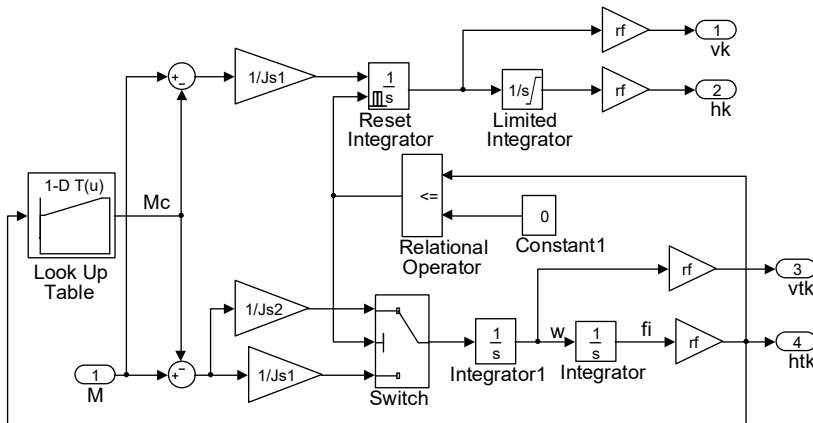


Рис. 2

з дном ванни положення кошика моделюється інтегратором з обмеженням (*Limited Integrator*), а швидкість кошика – інтегратором зі скиданням (*Reset Integrator*). Скидання у початковий рівень (у даному випадку в 0) відбувається за досягненням інтегратора, що імітує положення колони, нульового рівня. Останнє є ознакою стикання кошика з дном ванни. Щоб утримати цей стан у продовженні моделювання, параметр *External reset* інтегратора *Reset Integrator* встановлено у стан *Level hold*.

Результати моделювання традиційної потокоорієнтованої системи векторного керування швидкістю [7] телескопічної колони у разі опускання її з початкового рівня  $h_0=0.85$  м зі швидкістю  $v_{\text{тк,уст}}=0.132$  м/с з урахуванням особливостей механічної частини приводу згідно зі структурною математичною моделлю рис. 2 наведено на графіках рис. 3 та 4. В модельному експерименті застосовано асинхронний двигун 4А80В4У3 з параметрами:  $P_n=1,5$  кВт;  $n_n=1395$  об/хв;  $U_{\text{фн}}=220$  В;  $I_{\text{сн}}=3,3$  А;  $M_n=10,27$  Нм;  $J_d=0,00355$  кг·м<sup>2</sup>;  $R_s=7,1$  Ом;  $R'_r=3,92$  Ом;  $L_{\text{сг}}=0,015$  Гн;  $L'_{r\text{г}}=0,022$  Гн;  $L_m=0,372$  Гн. Маса  $m_{\text{тк}}=1000$  кг;  $m_k=120$  кг;  $m_b=680$  кг.

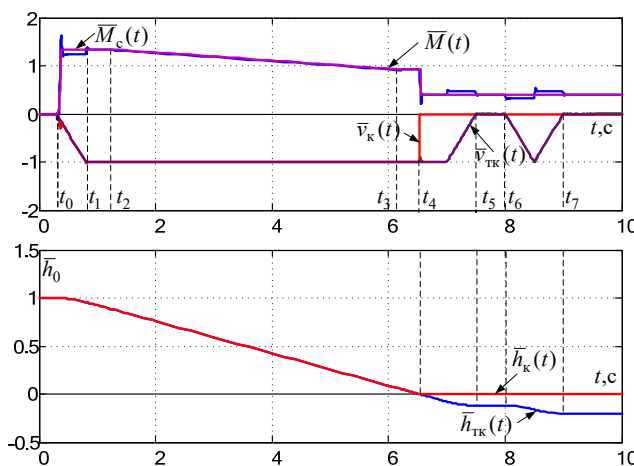


Рис. 3

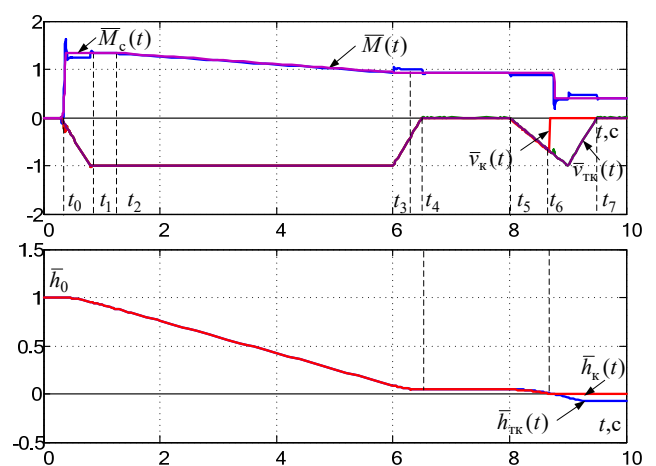


Рис. 4

На рис. 3 процес першого гальмування колони розпочинається з запізненням, а на рис. 4 – з випередженням. На рисунках позначено:  $t_0$  – час початку розгону;  $t_1$  – час закінчення розгону;  $t_2$  – час початку занурення кошику;  $t_3$  – час закінчення занурення кошику;  $t_4$  – час досягнення кошиком дна;  $t_5$  – час закінчення першого гальмування колони;  $t_6, t_7$  – моменти часу початку та закінчення додаткового руху колони вниз, призначеного для відчеплення гачків від кошика. Сигнали на графіках наведено у відносних одиницях:  $\bar{M} = M / M_n$ ,  $\bar{v}_{\text{тк}} = v_{\text{тк}} / v_{\text{тк,уст}}$ ,  $\bar{v}_k = v_k / v_{\text{тк,уст}}$ ,  $\bar{h} = h / h_0$ .

З рис. 3 видно, що у випадку, коли кошик з вантажем опускається на дно ванни раніше, ніж його швидкість досягне нульового рівня, в момент стикання  $t_4$  швидкість миттєво знижується з початкового рівня до нуля, тобто стикання відбувається з великим ривком, внаслідок чого частина дезактивуєчого розчину може вихлюпнутися з ванни. Між тим телескопічна колона продовжує рух донизу (ділянка  $t_4-t_5$ ) внаслідок похибки у розрахунку тахограми, а потім ще здійснює додаткове переміщення задля відчеплення гачка (ділянка  $t_6-t_7$ ). У такий спосіб колона опускається на більшу відстань ніж регламентовано технологічним процесом і може навіть частково зануритися в розчин, що не припустимо.

З рис. 4 видно, що у випадку, коли при виході на нульову швидкість (момент часу  $t_5$ ) кошик з вантажем не досягає дна ванни, то процес стикання відбувається під час завдання на додатковий рух телескопічної колони (ділянка  $t_6-t_7$ ). Між тим додаткове переміщення колони скорочується (ділянка  $t_4-t_7$ ), внаслідок чого відчеплення гачка від кошика може не відбутися. При збільшенні похибки у розрахунку тахограми вантаж взагалі може не досягнути дна.

Наведені графіки вказують на доцільність використання для приводу телескопічної колони крана-маніпулятора системи регулювання положення.

Щоб система позиційного електроприводу відпрацювала без перерегулювання та без дотягування великих, середніх та малих переміщень, в ній застосовують або нелінійний регулятор положення, або задавальний пристрій. Структурну схему одного з варіантів такого пристрою наведено на рис. 5, на якому позначено  $\varphi_{зп}^*$ ,  $\varphi_{зп}$  – завдання на усталене та поточне значення кутowego положення,  $\omega_{зп}^*$ ,  $\omega_{зп}$  – завдання на усталене та поточне значення швидкості обертання двигуна,  $\varepsilon_0$  – обмеження на прискорення.

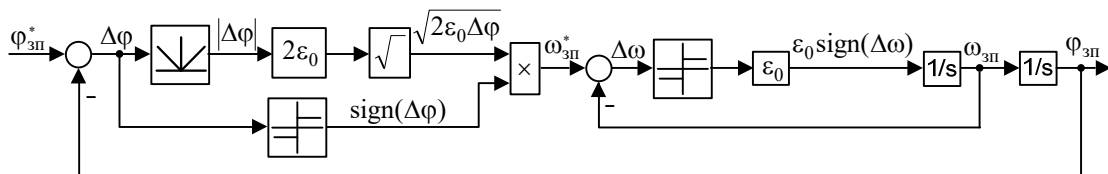


Рис. 5

Внутрішній контур задавального пристрою (рис. 5) являє собою задатчик інтенсивності, призначенням якого є забезпечення зміни швидкості двигуна за лінійним законом. Принцип дії задавального пристрою впливає з рівняння рівноприскореного руху. Відпрацювання заданого переміщення без перерегулювання та дотягування досягається за рахунок правильного вибору моменту початку гальмування. В цей момент похибка положення  $\Delta\varphi$  повинна бути такою, щоб у разі лінійного закону зміни швидкості положення механізму досягло заданого значення саме в ту мить, коли швидкість стане нульовою, тобто у момент початку гальмування повинно виконуватися рівняння  $\Delta\varphi = \varphi_{зп}^* - \varphi_{зп} = \omega^2 / 2\varepsilon_0$ , звідки отримуємо  $\omega = \sqrt{2\varepsilon_0\Delta\varphi}$ . Враховуючи можливість зміни знаку розузгодження за положенням, остаточно маємо

$$\omega_{зп}^* = \sqrt{2\varepsilon_0|\Delta\varphi|} \cdot \text{sign}(\Delta\varphi). \quad (6)$$

Перевага застосування задавального пристрою полягає у спрощенні налаштування регуляторів та у можливості налаштування задатчика положення окремо від електроприводу. Враховуючи змінний характер моменту статичного опору, регулятор швидкості слід виконати пропорційно-інтегральним, а на його вході треба встановити фільтр у вигляді аперіодичної ланки.

Перехідні процеси у такій системі показано на рис. 6. На рис. 7 наведено графік похибки позиціонування досліджуваних кранових механізмів, з якого видно, що динамічна похибка не перевищує 6 мм, а статична похибка відсутня. Шляхом математичного моделювання перевірено також працездатність системи при врахуванні нерівномірності розташування вантажу у кошику. Виявлено, що похибка позиціонування у випадку монотонної та повільної зміни Архімедового зусилля практично не відрізняється від похибки, зображеної на рис. 7.

Отже, система позиційного електроприводу відповідає усім вимогам, що ставляться до системи керування телескопічною колоною описаного вище крана-маніпулятора. На інтервалі  $t_0-t_4$  колона та кошик рухаються як єдине ціле. Стикання кошика з дном ванни відбувається на нульовій швидкості,

що запобігає розплескуванню дезактивууючої рідини; після паузи колона продовжує зниження на задану відстань, достатню для звільнення гачків.

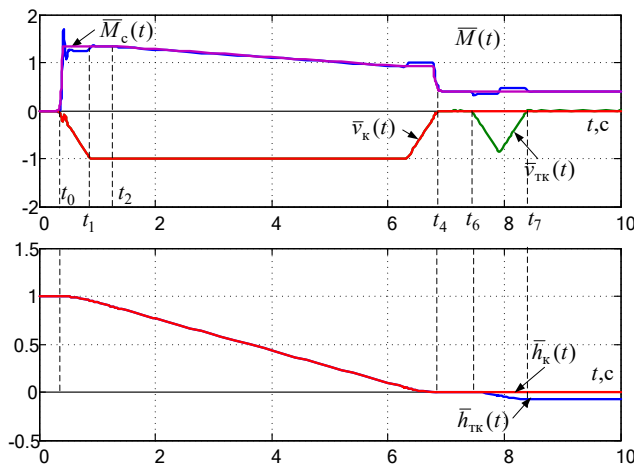


Рис. 6

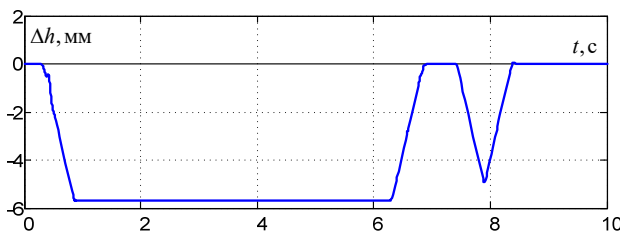


Рис. 7

електроприводу із задавальним пристроєм, про-порційно-інтегральним регулятором швидкості та лінійним пропорційним регулятором положення задовольняє вимогам технологічного процесу (а саме вимогам позиціонування) і може бути рекомендована для вантажопідіймних пристроїв кранів-маніпуляторів.

Роботу виконано за проектом «Розвиток теорії, розроблення методів інтелектуалізації технологічних процесів та засобів керування, моніторингу, діагностування і вимірювання в електроенергетичних та електротехнічних системах» (шифр – «ІНТЕХЕН-2»), державний номер реєстрації 0120U002125.

1. Стяжкін В.П., Подейко П.П., Зайченко О.А., Гаврилюк С.И., Рыжков А.М. Автоматизированная система управления электроприводами мостового крана-манipулятора для установки дезактивации металлов. *Электротехнические и компьютерные системы*. 2015. № 19 (95). С. 71-74.
2. Рыжков О.М., Кондратенко І.П., Толочко О.І., Стяжкін В.П. Шляхи побудови системи автоматичного керування краном-маніпулятором. XXIV міжнародна конференція з автоматичного управління: *Автоматика-2017*, Київ, Україна, 13-15 вересня, 2017. С. 104-105.
3. Universal Variable Speed AC Drive for induction and servo motors. *Control Techniques*. 2012. URL: [https://www.galco.com/techdoc/cont/sp2202\\_um.pdf](https://www.galco.com/techdoc/cont/sp2202_um.pdf) (дата звернення 02.08.2019).
4. Компоненты систем автоматизации СВ АЛЬТЕРА. *Svaltera*. 2016. URL: [http://www.svaltera.ua/upload/iblock/9e7/price\\_6\\_sensors\\_.pdf](http://www.svaltera.ua/upload/iblock/9e7/price_6_sensors_.pdf) (дата звернення 02.08.2019).
5. Jinbo Wu, Zeyu Yang, Donglai Wu. Impedance control of secondary regulated hydraulic crane in the water entry phase. *Ocean Engineering*. 2018. No 169. Pp. 134-143.
6. Johansen T.A., Fossen T.I., Sagatun S.I., Nielsen F.G. Wave synchronizing crane control during water entry in offshore moonpool operations-experimental results. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*. 2003. Vol. 28(4). Pp. 720-728.
7. S.-K. Sul. Control of electric machine drive systems. New Jersey: John Wiley & Sons, 2011. 424p.

## Висновки

1. Розроблена структурна Simulink-модель вантажопідійомного пристрою крана-маніпулятора у складі комплексу переробки небезпечних відходів адекватно відображає наступні особливості технологічного процесу: зміну моменту статичного опору та моменту інерції приводу у разі занурення кошика з вантажем у дезактивууючий розчин, миттєве зменшення швидкості кошика до нуля та відділення маси кошика від маси колони при досягненні кошиком дна ванни.

2. У разі застосування в електроприводі вантажопідійомного пристрою крана-маніпулятора системи регулювання швидкості будь-яка похибка у розрахунку тахограми приводить до ривків під час досягнення кошиком дна ванни (що призводить до розплескування дезактивууючої рідини та неприпустимого занурення телескопічної колони або її деталей у дезактивууючу рідину) або до зависання кошика над дном та порушення процесу відокремлення кошика від колони.

3. Запропонована система позиційного

## УПРАВЛЕНИЕ ГРУЗОПОДЪЕМНЫМ УСТРОЙСТВОМ КРАНА-МАНИПУЛЯТОРА В ПРОЦЕССЕ ОПУСКАНИЯ КОРЗИНЫ В ВАННУ С АГРЕССИВНЫМ РАСТВОРОМ

О.И. Толочко<sup>1</sup>, докт. техн. наук, В.П. Стяжкин<sup>2</sup>, канд. техн. наук, А.М. Рыжков<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Национальный технический университет Украины «КПІ ім. І. Сикорського»,  
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна, e-mail: [tolochko.ola@gmail.com](mailto:tolochko.ola@gmail.com)

<sup>2</sup>Інститут електродинаміки НАН України,  
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: [sash1319@gmail.com](mailto:sash1319@gmail.com)

*Разработана структурная модель механической части системы электропривода грузоподъемного устройства крана-манипулятора установки дезактивации металлических отходов, которая выполняет функцию подъема-опускания корзины с загрязненным металлом в ванну с дезактивирующей жидкостью. При разработке модели учтено изменение момента статического сопротивления, обусловленное действием выталкивающей силы при погружении корзины с грузом в жидкость, и изменение момента инерции привода при разъединении колонны и корзины при достижении дна ванны. Путем Simulink моделирования доказана целесообразность применения для грузоподъемного устройства системы позиционного электропривода. Библ. 7, рис. 7.*

**Ключевые слова:** кран-манипулятор, подъемная колонна, выталкивающая сила, система позиционного электропривода

## CONTROL OF OVERHEAD CRANE MANIPULATOR HOIST MECHANISM FOR LOWERING BASKET TO THE BATH WITH AGGRESSIVE SOLUTION

O.I. Tolochko<sup>1</sup>, V.P. Stiazhkin<sup>2</sup>, A. M. Ryzhkov<sup>2</sup>

<sup>1</sup>National Technical University of Ukraine Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute,  
Peremohy ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: [tolochko.ola@gmail.com](mailto:tolochko.ola@gmail.com)

<sup>2</sup>The Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine  
Peremohy ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: [sash1319@gmail.com](mailto:sash1319@gmail.com)

*The paper analyses mathematical model for hoisting mechanism of overhead crane manipulator. This crane is expected to operate in waste processing plant in process of deactivation metal. The hoisting mechanism has the form of telescopic column. This column used to submerging basket full of polluted scrap metal in bath with deactivation substance. The model takes into account changes of static torque resistance and motor inertia. The torque resistance change is produced by buoyancy force when basket with load submerging and motor inertia when basket detached from column after sinking to the bath bottom. Results of Simulink modelling showed point to use position control systems. References 7, figures 7.*

**Key words:** crane manipulator, hoisting mechanism, buoyancy force, position control systems

1. Stiazhkin V.P., Podeiko P.P., Zaichenko O.A., Havryliuk S.Y., Ryzhkov A.M. Automated control system for electric drives of a overhead crane for installation of metal decontamination. *Elektrotekhnicheskyye i kompiuternyye systemy*. 2015. No 19 (95). Pp. 71-74. (Rus)
2. Ryzhkov O.M., Kondratenko I.P., Tolochko O.I., Stiazhkin V.P. Ways to build an automatic crane manipulator control system. XXIV mizhnarodna konferentsiia z avtomatichnoho upravlinnia *Avtomatyka-2017*, Kyiv, Ukraine, September 13-15, 2017. Pp. 104-105. (Ukr)
3. Universal Variable Speed AC Drive for induction and servo motors. *Control Techniques*. 2012.  
URL: [https://www.galco.com/techdoc/cont/sp2202\\_um.pdf](https://www.galco.com/techdoc/cont/sp2202_um.pdf) (Access date 02.08.2019).
4. Komponenty system avtomatyzacyy SV ALJTERA. *Svaltera*. 2016.  
URL: [http://www.svaltera.ua/upload/iblock/9e7/price\\_6\\_sensors\\_.pdf](http://www.svaltera.ua/upload/iblock/9e7/price_6_sensors_.pdf) (Access date 02.08.2019). (Rus)
5. Jinbo Wu, Zeyu Yang, Donglai Wu. Impedance control of secondary regulated hydraulic crane in the water entry phase. *Ocean Engineering*. 2018. No 169. Pp. 134-143.
6. Johansen T.A., Fossen T.I., Sagatun S.I., Nielsen F.G. Wave synchronizing crane control during water entry in offshore moonpool operations-experimental results. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*. 2003. Vol. 28(4). Pp 720-728.
7. S.-K. Sul. Control of electric machine drive systems. New Jersey: John Wiley & Sons, 2011. 424p.

Надійшла 04.09.2019  
Остаточний варіант 25.02.2020



О.В. Кириленко<sup>1\*</sup>, академік НАН України, Б.І. Басок<sup>2\*\*</sup>, член-кор. НАН України,  
Є.Т. Базєєв<sup>2\*\*\*</sup>, канд. техн. наук, І.В. Блінов<sup>1\*\*\*\*</sup>, докт. техн. наук.

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

e-mail: [ied1@ied.org.ua](mailto:ied1@ied.org.ua)

<sup>2</sup> Інститут технічної теплофізики НАН України,  
вул. Булаховського, 2, Київ, 03164, Україна,

e-mail: [basok@ittf.kiev.ua](mailto:basok@ittf.kiev.ua)

*Висвітлено результати досліджень щодо еволюції світового енергоспоживання, проведено огляд антропогенних і сонячно-земних чинників впливу на глобальне потепління. Досліджено тренд підвищення з середини ХХ століття глобальної приземної температури – одного з показників кліматичної системи нашої планети. Дано пояснення посилення парникового ефекту як наслідку підвищення концентрації в атмосфері Землі парникових газів. Поряд з антропогенною концепцією глобального потепління розглядається і природна концепція, в якій вважається, що все ж таки визначальними факторами підвищення приземної температури є природні, пов'язані з космогенноциклічними процесами, сонячно-земною взаємодією (обертання Землі навколо Сонця, прецесія осі обертання Землі, цикли сонячної активності та ін.). Показано, що є й підходи, які міняють місцями причини та наслідки потепління, а саме: зміни атмосферної концентрації діоксиду вуглецю це наслідок глобальних змін температури планети, а не їхня причина. Прогрів світового океану призводить до зменшення розчинності CO<sub>2</sub> у воді і викиду його надлишку в атмосферу. Наведено авторське бачення трендів розвитку електроенергетики та відновлюваних джерел енергії в Україні в найближчі десятиліття. Зокрема, запропоновано ряд організаційних, технологічних і науково-інноваційних задач, що пов'язані із нерегульованим використанням відновлюваних джерел енергії. Бібл. 39, рис. 3.*

**Ключові слова:** глобальне потепління, зміна клімату, парниковий газ, енергоефективність, світовий енергетичний баланс, відновлювані джерела енергії

Глобальне потепління стало однією з широко обговорюваних наукових і екологічних проблем сучасності. Активно розглядаються як антропогенна, так і природна концепції потепління клімату, а також можливі соціальні та економічні наслідки, викликані зміною клімату. Антропогенна концепція тісно пов'язується зі сферою енергетики, головним чином із спалюванням органічного палива – викидом в атмосферу вуглекислого газу – основного продуцента парникових газів, що посилюють парниковий ефект. Еволюція світового енергоспоживання [1] показує, що основними енергоресурсами в найближчі десятиліття залишатимуться нафта, вугілля, газ в діапазоні 20-30% загально-світового виробництва енергоресурсів при стійкому збільшенні внеску природного газу, а також відновлювані джерела енергії (ВДЕ).

**Мета статті** – коротко охарактеризувати сучасний стан проблеми глобального потепління і наукових досліджень, виконаних, зокрема, у Відділенні фізико-технічних проблем енергетики НАН України, і пов'язаних із розробкою в Україні інноваційних енергоефективних та енергоощадних технологій, а також надати пропозиції щодо підходів та заходів для зменшення негативного впливу цього потепління.

Програми адаптації та боротьби з глобальним потеплінням, обговорення систем торгівлі квотами на викид парникових газів породжують в суспільстві тривоги, протести «зелених» і впливають на світову і регіональну політику, а також на економіку. На кліматичних самітах глобальне потепління і клімат, як такий, стали розглядатися як проблема фізики та геополітики.

Розроблення Кіотського протоколу (1997 р.) та Паризької угоди (2015 р.) не обійшлося без розбіжностей між учасниками цих кліматичних самітів. Країни мають різні можливості розвитку своїх економік, що не дає змогу висувати до них однакові вимоги. Держави, що розвиваються, вважають, що головну відповідальність за зміну клімату повинні нести розвинені країни, вони є

головними продуцентами парникових газів. Країни з багатими родовищами традиційних і таких, що порівняно легко добуваються, вуглеводнів з настоюгою сприймають заклики до скорочення викидів парникових газів і переходу до відновлюваних джерел енергії.

Сучасний погляд на глобальне потепління зводиться до наступних положень.

1. Основна причина глобального потепління – монотонне постійне зростання концентрації парникових газів (в основному вуглекислого газу) в атмосфері Землі.
2. Тренд підвищення концентрації парникових газів визначається збільшенням їхньої антропогенної емісії при спалюванні вуглеводневих енергоресурсів.
3. Глобальне потепління загрожує негативними наслідками для навколишнього середовища і економіки.
4. Необхідно вдосконалювати політику скорочення антропогенної емісії парникових газів.
5. Потрібно розробити загальносвітові та регіональні механізми та заходи щодо адаптації до пагубних змін клімату.

На рис. 1 показано середньомісячне значення глобальної температури поверхні GMST впродовж періоду прямих інструментальних спостережень (набір даних HadCRUT4, NOAA GlobalTemp, GISTEMP та Cowtan-Way – сіра область коливань 1, виражене як відхилення від 1850-1900 років (чорна горизонталь на осі 0.0). Усі наведені набори даних спостережень представляють GMST як середньозважену температуру приземного повітря над поверхнею та над рівнем моря. Показані внески в ці зміни GMST, спричинені людською діяльністю 2 та загальні внески 3. Лінія 4 демонструє модельовану глобальну середню температуру поверхневого повітря (пунктирна) та змішану температуру поверхневого повітря та поверхні моря 5, що розрахована по моделі CMIP5, числовий експеримент RCP8.5. Поздовжня смуга вказує на діапазон коливань температури в голоцені. Для періоду 2020-2035 рр. визначена область 6 прогнозу по моделі AR5 для середнього рівня GMST на 2016–2035 рр. [2].

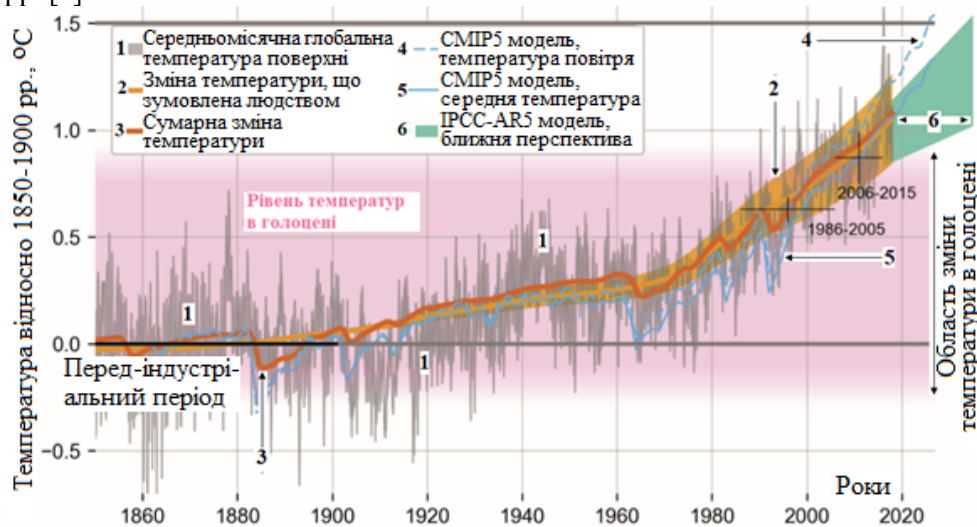


Рис. 1

Основою для прогнозування глобальної зміни клімату стали результати наукових досліджень міжурядової групи експертів з проблеми зміни клімату (МГЕЗК), створеної у 1988 році Міжнародною метеорологічною організацією ООН (на той час в групу входило близько 2500 дослідників і експертів з усього світу), яка виходить з антропогенної концепції глобального підвищення приземної температури. Проте не всі у науковому світі згодні з причинами потепління і представленими прогнозами підвищення температури.

Не заперечуючи впливу антропогенних викидів на збільшення глобальної температури, прихильники природної концепції потепління клімату вважають, що визначальними факторами підвищення приземної температури є природні, які пов'язані з космогенними циклічними процесами, з сонячно-земною взаємодією (обертання Землі навколо Сонця, прецесія осі обертання Землі, цикли зміни сонячної активності та ін.) [3, 4]. Є думки, які змінюють місцями причини та наслідки глобального потепління, а саме: зміни атмосферної концентрації діоксиду вуглецю – наслідок глобальних змін температури планети, а не їхня причина. Тому прогрівання Світового океану призводить до зменшення розчинності CO<sub>2</sub> в морській воді і викиду надлишку вуглекислого газу в атмосферу [3, 4].

На рис. 2 показано реконструкції концентрацій CO<sub>2</sub> в атмосфері за останні 1-55 мільйонів років, отримані за непрямыми даними на основі досліджень ізотопів бора, алкенонів та продиhi листя. Дані за 10 – 800 тис. років отримані з досліджень повітря в антарктичних льодових ядрах. Оцінки на майбутнє включають репрезентативні траєкторії концентрацій (РТК) по моделі СМІР5, а саме дані числових експериментів RCP8.5 (лінія 1 на рис. 2), RCP6.0 – 2, RCP4.5 – 3 і RCP2.6 – 4. Показані на рис. 2. значення поряд з лінією стосуються розрахункових значень збільшення глобальної температури Землі у 2300 р. в порівнянні із 1850-1900 рр.

Сценарії антропогенного посилення глобального парникового ефекту, термічні, гідрологічні режими і основні висновки для можливих температурних змін клімату в Україні було розглянуто на початку 90-х років і представлено у [5].

1. При глобальному антропогенному потеплінні приблизно на 1°C (в першій чверті ХХІ століття) в південних районах України рівень потепління практично збігатиметься з глобальним, а в північних може збільшитися до 40%.

2. Широтний градієнт температур на території України буде за абсолютною величиною зменшуватися до 10% (в сучасну епоху широтний градієнт приземної річної температури – близько 0,8 °C на 1° широти).

3. За умови, що річна глобальна температура підвищиться на 3°C (середина ХХІ століття), температурний режим північних областей України може стати подібним до температурних режимів її південних регіонів.

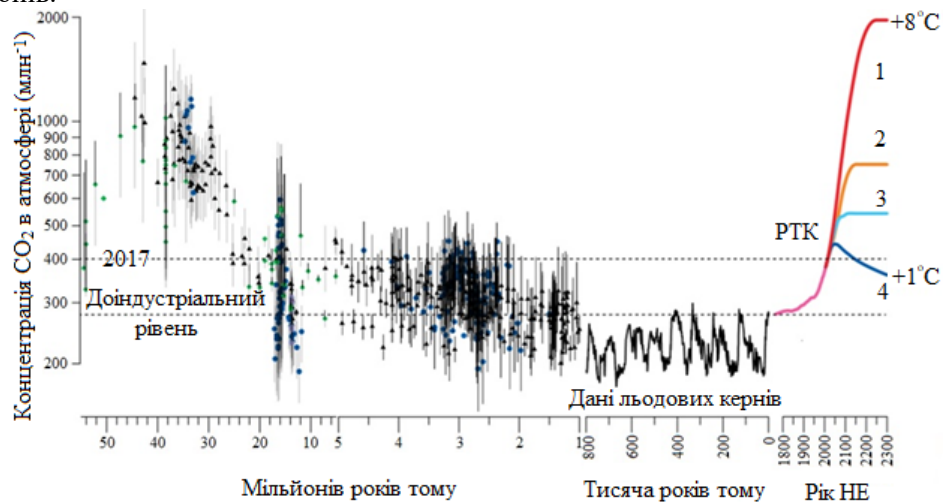


Рис. 2

Слід зазначити, що отримані результати математичного моделювання динаміки земної кліматичної системи для створення сценаріїв регіональних змін клімату при антропогенному посиленні парникового ефекту поки малонадійні. Це пояснюється недостатнім рівнем вивчення всієї сукупності фізичних процесів, які формують широтно-довготний розподіл полів температури та інших кліматичних параметрів (суми опадів, мінливості погоди та ін.).

Після підписання Кіотського протоколу (1997 р.) роботи в Україні з проблеми зміни клімату отримали подальший розвиток. Зокрема, проведено регіональні екологічні та соціально-економічні оцінки щодо зміни клімату в Україні, проаналізовано та обґрунтовано стратегічні напрями зниження викидів парникових газів в економіці [6–8].

Наведені прогнозні дані за десять років показали, що в Україні підвищення середньої приземної температури в період 1900-2000 рр. склало 0,4-0,6 °C. За окремими регіонами: північний схід – близько 1 °C, полісся і лісостеп – 0,7-0,9 °C, степ – 0,2-0,3 °C. За порами року: взимку – 1,2 °C, навесні – 0,8 °C, влітку – 0,2-0,3 °C. Виявлено негативний тренд числа морозних днів і деконтиненталізація клімату. Прогнозні оцінки зміни середньої приземної температури в Україні до 2050 року показують, що підвищення складе 1,5-2,0 °C, причому в січні для півдня – 2,0 °C, для півночі – 2,8 °C і в липні для України 0,5-1,0 °C [9].

У 2012-2013 роках в Україні було виконано досить детальні дослідження з розробки сценаріїв зміни клімату на середньо- і довгострокову перспективу. На рис. 3 показано прогнозні дані з потепління в Україні за ряд періодів до 2100 року. Наведені результати інструментальних вимірювань підвищення температури і прогнози потепління в Україні в цілому відповідають світовим трендам

зміни глобальної температури. Таким чином перед Україною стоять ті ж виклики і ризики, що і перед світом у цілому [10].

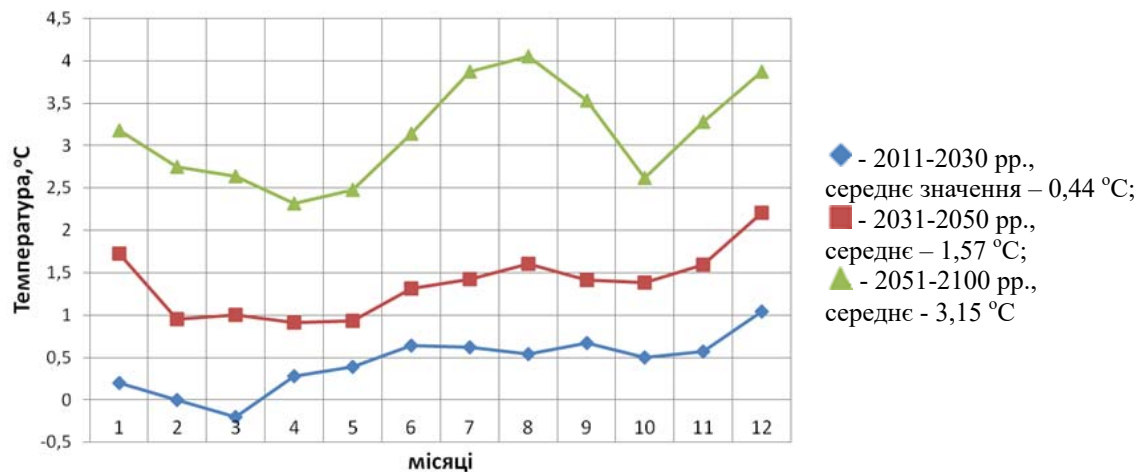


Рис. 3

Шлях до зниження викидів парникових газів, пов'язаний зі зменшенням обсягів використання енергоресурсів, це залучення в тепловий цикл низьковуглецевих енергоресурсів та організація раціонального управління процесом спалювання вуглеводнів (низькоемісійне спалювання, утилізація теплоти продуктів спалювання).

Відомо, що збільшення енергоемності продукції пов'язане, з одного боку, з необґрунтованою втратою цінності енергії (ексергії) в технологічних процесах виробництва, а з іншого – надмірним споживанням енергоресурсу в результаті недотримання принципів і методів економічного стимулювання зниження енергоемності продукції. Для подолання цих проблем слід спрямовувати зусилля на вдосконалення виробництва енергоносіїв (електричної, теплової енергії), теплотехнологій. Що стосується організаційно-економічних механізмів модернізації теплоенергетики України, то вони досить детально представлені в [11].

Нижче викладено перелік робіт з оригінальних інноваційно-орієнтованих досліджень, виконаних у Відділенні фізико-технічних проблем енергетики НАН України, у напрямку вирішення глобальної і регіональної проблем потепління клімату. Мова іде про дослідження з енергоефективності в сфері теплопостачання населення з розробкою проекту стратегії теплопостачання населених пунктів України [12, 13]. Пропозиції з технологічних, організаційних і соціально-економічних інновацій підвищення енергоефективності будівель, а також обладнання та інженерних систем їхнього енергозабезпечення, в т. ч. у разі спорудження "пасивних" будинків типу «нуль-енергії», наведено у [14-16].

Скорочення викидів парникових газів у комунальній теплоенергетиці може бути досягнуто підвищенням ефективності використання палива, заміною застарілих котлів систем теплопостачання більш сучасними з коригуванням температурного графіку теплових мереж, зниженням виходу парникових газів, зокрема, оксидів азоту внаслідок оптимізації процесів спалювання палива [17-22]. Проблеми побудови математичних моделей і програмних засобів для оцінювання впливу енергетичних об'єктів на навколишнє природне середовище і оптимізації мереж екологічного моніторингу наявні у роботах [23, 24].

Ще одним напрямком розвитку електроенергетики України є запровадження нової моделі ринку електричної енергії [25-27] згідно з Законом України (ЗУ) «Про ринок електричної енергії» та збільшення частки ВДЕ в об'єднаній енергетичній системі (ОЕС) України відповідно до енергетичної стратегії України на період до 2035 року та ЗУ «Про альтернативні джерела енергії» за рахунок проведення стабільної та прогнозованої політики у сфері стимулювання розвитку ВДЕ. У листопаді 2018 року Європейська Комісія представила довгострокову стратегічну концепцію зниження викидів ПГ, показавши, яким чином Європа може прокласти шлях до кліматичної нейтральності – економіки з нетто-нульовими викидами парникових газів до 2050 року. Вслід за цим в січні 2020 року Міненергодоквілля України оприлюднило проект Концепції «зеленого» енергетичного переходу України до 2050 року, де для електроенергетичної галузі України задекларовано паралельні процеси модернізації, скорочення викидів парникових газів та поступове скорочення вугільної генерації.

Згідно з цією Концепцією повне заміщення вугільних теплових електростанцій (ТЕС) до 2050 року відбуватиметься за рахунок розвитку сонячної і вітрової генерації та електростанцій на біомасі у поєднанні з новими високоманевровими генеруючими потужностями на газі, технологіями акумулювання та зберігання електроенергії для балансування в енергосистемі.

В той же час високі тарифи для електростанцій з ВДЕ сьогодні не стимулюють до оптимізації витрат на встановлення та експлуатацію цих об'єктів на фоні загальносвітового тренду до зниження капітальних витрат на будівництво електростанцій з ВДЕ, що підтверджується відповідними даними сучасних досліджень [28]. Запроваджена в Україні модель відшкодування «зеленого тарифу» через механізм формування відповідної балансувальної групи стороною, відповідальною за баланс якої є ДП «Гарантований покупець», та закладені в таку модель функції слід розглядати як адаптацію відповідної італійської моделі стимулювання «зеленої» енергетики до умов українського законодавства та особливостей українських енергосистем.

З іншого боку, незважаючи на плани довести обсяг виробленої ВДЕ електроенергії в Україні понад 11% від загального обсягу виробництва електроенергії вже у 2020 році, проведений аналіз наслідків збільшення частки ВДЕ у загальній структурі генерування електроенергії в Україні в цілому носить поверхневий та фрагментарний характер. Це обумовлює необхідність розроблення нових моделей, методів та засобів визначення вимог та виконання моделювання основних факторів впливу ВДЕ на технологічні та економічні показники функціонування ОЕС України та ціни для кінцевих споживачів електричної енергії. Зокрема «зелений тариф» в ціні електричної енергії за умови збереження такої тенденції та без урахування ефекту зниження граничних цін в організованих сегментах ринку електроенергії України може сягнути 50% в кінцевій ціні для споживачів електричної енергії.

Слід також враховувати, що ВДЕ – це нерегульовані джерела виробництва електроенергії з різко нерівномірним графіком покриття навантаження. За розрахунками ДП НЕК «Укренерго» в ОЕС України вже фактично не вистачає наявних маневрових потужностей електростанцій, здатних забезпечити функціонування встановленої потужності ВДЕ. Збільшення цієї потужності ВДЕ в перспективі може навіть призводити до зменшення обсягів відпуску електричної енергії АЕС та їхнього заміщення більш маневреними ТЕС, що нівелюватиме ефект декарбонізації української енергетики. Важливо, що саме проблеми регулювання режимів в енергосистемах з підвищеною часткою ВДЕ стали основним фактором стримування розвитку сонячних (СЕС) та вітрових (ВЕС) електростанцій.

Поточна похибка прогнозування відпуску електричної енергії СЕС та ВЕС, яка сьогодні знаходиться на рівні 35%, приводить до додаткових суттєвих витрат на врегулювання небалансів, що залежать від ціни на балансувальному ринку, а також обумовлює потреби ОЕС України в обсягах додаткових регулюючих потужностей. Тому одним з швидких та відносно дешевих шляхів зменшення негативних наслідків, пов'язаних зі зростанням частки «зеленої» енергетики, є підвищення точності та стабільності результатів прогнозування обсягів відпуску електроенергії станціями, що працюють з ВДЕ. Вочевидь, вирішення пов'язаних з ВДЕ проблем потребує розв'язання низки організаційних, технологічних та наукових задач.

До **організаційних задач** слід віднести впровадження аукціонів на ліцензії щодо встановлення нових потужностей ВДЕ та запровадження фінансової відповідальності за створювані ними небаланси, започаткування роботи ринку допоміжних послуг, запровадження механізмів стимулювання ГЕС/ГАЕС, удосконалення механізмів застосування обмежень відпуску електричної енергії ВДЕ, розвиток балансувального ринку, підвищення відповідальності за небаланси інших учасників ринку, у тому числі постачальників електроенергії.

**Технологічні задачі** пов'язані в основному з впровадженням в ОЕС України високо маневрових генераторів з низьким рівнем викидів вуглецю для потреб регулювання режимів, зокрема і газопоршневих генераторів та накопичувачів електричної енергії з розширеними функціями регулювання, запровадження систем керування навантаженням в енергосистемі, підвищення рівня спостережуваності навантаження ВДЕ по кожному об'єкту у реальному часі для забезпечення диспетчерського управління за рахунок організації каналів зв'язку з ВДЕ, інтеграція до ENTSO-E та розвиток електричних мереж, реалізація технічної політики розвитку системи передачі та розподілу шляхом запровадження сучасних принципів побудови електричних мереж відповідно до концепції Smart grid [29], а також об'єднання ринків електричної енергії для підвищення міждержавної конкуренції [30, 31].



До наукових та науково-практичних задач слід віднести розробку методів та засобів для підвищення точності прогнозу обсягів відпуску електроенергії станціями з ВДЕ [32], розробку методів та засобів аналізу складових впливу збільшеної частки ВДЕ у структурі виробництва електроенергії на процеси ціноутворення в сегментах ринку електроенергії України, розробку сучасних методів оптимізації встановлення накопичувачів електричної енергії з функціями регулювання та методів керування попитом в ОЕС України [33].

Сучасні дослідження з прогнозу розвитку енергетики та характеру динаміки емісії парникових газів вказують, що в найближчі десятиліття будуть проявлятися такі тенденції як [34]: стабілізація національного питомого енергоспоживання на душу населення на рівні, який в основному визначається клімато-географічними факторами країни; неухильне і практично лінійне зниження з часом вуглецевої інтенсивності світової енергетики (кількість діоксиду вуглецю, що припадає на одиницю споживання енергії) в результаті змін структури паливно-енергетичного балансу, що спостерігається вже більше ста років (перехід від вугілля до нафти, газу і останнім часом – до збільшення обсягів поновлюваних енергоресурсів). Це призводить до зниження темпів зростання антропогенного впливу на кліматичну систему, а тому слід очікувати дуже поміркованих змін складу атмосфери і клімату планети [34]. Ще одним відомим стратегічним завданням, що пов'язане зі зниженням небезпеки глобального потепління, є всебічне збереження механізму регуляції хімічного стану атмосфери природними екосистемами, зокрема таким найважливішим природним регулятором концентрації CO<sub>2</sub> в атмосфері як Світовий океан, що є глобальним резервуаром стоку вуглецю.

Трендам розвитку світової енергетики притаманні й напрямки розвитку енергетики України. Енергоефективність, нарешті, визначено як головний драйвер в енергетичній політиці країни і в комунальній енергетиці зокрема [35, 36].

Таким чином, незважаючи на існуючу серед фахівців неоднозначність висновків про природу глобального потепління і оцінок значущості ролей антропогенного та природного факторів в зміні клімату, ступеня небезпеки таких змін, відсутність узгодженої позиції щодо прийняття та виконання рішень, визначених кліматичними самітами, довгострокова енергетична політика України повинна бути спрямована на підвищення енергоефективності використання енергоресурсів з необхідними заходами з охорони навколишнього середовища на всіх етапах паливного циклу – від видобутку енергоресурсів до споживання енергії. Можна підтримати твердження: *«Навіть якби глобального потепління не було, з точки зору провідних країн світу його слід було б вигадати, оскільки заходи, що вживаються для його запобігання, сприяють розробці нових енергетичних технологій, заснованих на відновлюваних джерелах енергії»* [37]. Все це обумовлює стрімкий розвиток та впровадження сучасних енергетичних технологій, заснованих на відновлювальних джерелах енергії.

Остання доповідь вчених МГЕЗК показує, що планета, швидше за все, «потеплішає» на 2,9-3,4 °C [38], і тому необхідно докласти всіх зусиль, щоб утримати підвищення глобального потепління на рівні 1,5 °C до 2100 року. Для цього слід значно скоротити шкідливі викиди. В цьому випадку наслідки будуть не настільки згубними, як за умов підвищення температури на 2 °C.

**Висновки і рекомендації.** В Україні, зокрема, в закладах НАН України, розроблено інноваційні енергоефективні технології використання енергоресурсів, а також сформульовано організаційно-економічні заходи і механізми для управління зниженням енергоємності економіки. Спираючись на досягнуте, вкрай необхідно розробляти заходи адаптації до можливих природних змін, зумовлених потеплінням клімату. Для цього повинна бути сформульована, прийнята і реалізована концепція, стратегія і програма адаптації економіки України (загальнодержавна і регіональні) до зміни клімату. Тобто повинна бути сформована політика адаптації до зміни клімату – глобального потепління – до умов України.

Обґрунтуванням дій до цього є Розпорядження Кабінету Міністрів (КМ) України від 7 грудня 2016 р. № 932-р “Про схвалення Концепції реалізації державної політики у сфері зміни клімату на період до 2030 року”. В ньому наголошено, що одним із основних напрямів “реалізації Концепції є адаптація до зміни клімату, підвищення опірності та зниження ризиків, пов'язаних із зміною клімату”. Така адаптація здійснюється шляхом розроблення і реалізації середньострокової стратегії адаптації до зміни клімату України на період до 2030 року, скоординованої із стратегіями і планами розвитку секторів економіки та регіональними стратегіями розвитку. Важливість питань адаптації до змін клімату в Україні набуває особливого значення в контексті Угоди про асоціацію між Україною та Європейським Союзом, оскільки у статті 365 зазначено, що співробітництво сторін охоплює питання розвитку та імплементації політики з питань зміни клімату. 24 січня 2020 року КМ України створив

міжвідомчу групу по подоланню наслідків змін клімату для охорони здоров'я громадян. Тому доцільність і актуальність політики адаптації всієї економіки і населення країни є обґрунтованими.

Стратегія адаптації до зміни клімату – це розробка таких заходів і механізмів, які дають змогу технічно і економічно обґрунтованим способом, з урахуванням сучасного і прогнозованого стану економіки, виключити або послабити негативні наслідки зміни клімату на рівень і якість життя населення та економіки України. Наприклад, для комунальної енергетики метою стратегії адаптації до зміни клімату буде забезпечення такого стану муніципального енергопостачання (електро-, теплопостачання і кондиціонування), яке гарантує якісне, комфортне та надійне поточне і перспективне теплохолодопостачання технічно і економічно обґрунтованим способом при дотриманні вимог охорони навколишнього середовища.

Бажано також коротко відобразити вказані підходи до зменшення негативного впливу глобального потепління при можливому корегуванні нової енергетичної стратегії України до 2035 року «Безпека, енергоефективність, конкурентоспроможність» [39] та внести запропоновані заходи до її дорожньої карти виконання другого етапу (2021-2025 рр.).

*Фрагментарно статтю підготовлено в межах виконання окремих проектів цільової програми наукових досліджень НАН України «Інтелектуальна екологічно безпечна енергетика з традиційними та відновлюваними джерелами енергії» та Цільового міждисциплінарного проекту НАН України «Науково-технічні та економіко-екологічні засади низьковуглецевого розвитку України».*

1. Огляд аналітичних робіт міжнародних енергетичних організацій щодо стану та сценаріїв розвитку світової енергетичної сфери з прогнозом інвестування в енергоефективність. Київ: НЕК «Укренерго», 2018. 95 с.  
URL: [https://ua.energy/wp-content/uploads/2018/06/2.-rozvyt\\_svit\\_energet\\_sfery.pdf](https://ua.energy/wp-content/uploads/2018/06/2.-rozvyt_svit_energet_sfery.pdf) (дата звернення: 05.03.2019).
2. Global warming of 1.5 °C. IPCC Special report. 2018.  
URL: [https://www.ipcc.ch/site/assets/uploads/sites/2/2019/06/SR15\\_Full\\_Report\\_High\\_Res.pdf](https://www.ipcc.ch/site/assets/uploads/sites/2/2019/06/SR15_Full_Report_High_Res.pdf) (дата звернення: 05.03.2019).
3. Сорохтин О. Г. Эволюция климата Земли и происхождение ледовых эпох. *Вестник РАН*. 2006. Т. 76. № 8. С. 699-706.
4. Монин А.С., Шишков Ю.А. Климат как проблема физики. *Успехи физических наук*. 2000. Т. 170. № 4. С. 419-445.
5. Волощук В., Срипник М. Глобальний парниковий ефект і кліматичні умови України. *Вісник АН України*. 1993. № 9. С. 43-46.
6. Бойченко С.Г. Напівемпіричні моделі та сценарії глобальних і регіональних змін клімату. К.: Наукова думка, 2008. 309 с.
7. Волощук В.М., Бойченко С.Г., Степаненко С.М., Бортник С.Ю., Шищенко П.Г. Глобальне потепління і клімат України: Регіональні екологічні та соціально-економічні аспекти. К.: ВПЦ Київський університет, 2002. 116 с.
8. Шевчук В.Я., Малишева Н.Р., Ковальчук Т.Т., Мансурова І.Г. Політика енергоефективного розвитку і зміни клімату. К.: ЦП «Компринт», 2014. 218 с.
9. Ліпінський В.М. Глобальна зміна клімату та її відгук в динаміці клімату України. Міжн. конференція *Інвестиції та зміна клімату: можливості для України*. 10-12 липня, Київ, 2002. С. 177-185.
10. Підвищення стійкості до зміни клімату сільськогосподарського сектору Півдня України. Сентендре, Угорщина. *Regional environmental center*. Жовтень 2015. 73 с.
11. Організаційно-економічні механізми модернізації теплоенергетики України. К.: Видавничий дім "Калита", 2015. 338 с.
12. Патон Б.Є., Долінський А.А., Геєць В.М., Кухар В.П., Басок Б.І., Базєєв Є.Т., Подолець Р.З. Пріоритети національної стратегії теплозабезпечення населених пунктів України. *Вісник НАН України*. 2014. № 9. С. 29-47.
13. Басок Б.І., Новосельцев О.В., Дубовський С.В., Базєєв Є.Т. Модернізація систем теплозабезпечення населених пунктів України (теплофізика, енергоефективність, енергоекономіка, екологія). К.: Видавничий дім "Калита", 2018. 406 с.
14. Карп І.Н., Никитин Е.Е. Пути решения проблем коммунальной энергетики. *Жилищно-коммунальное хозяйство Украины*. 2011. № 6. С. 16-22.
15. Басок Б.И., Базеев Е.Т. Инновационные технологии для зданий – приоритет повышения энергоэффективности в Украине. *Промышленная теплотехника*. 2017. Т. 39. № 4. С. 61-67.
16. Сигал И.Я., Смихула А.В., Марасин А.В., Лавренцов Е.М. Снижение выбросов оксида азота до европейских норм и повышение теплотехнических показателей существующих котлов. Проблемы экологии и эксплуатации объектов энергетики. К.: ИПЦ «АЛКОН» НАН Украины, 2017. 222 с.
17. Сігал О.І., Падерно Д.Ю., Павлюк Н.Ю., Саф'янець А.С., Бикоріз Є.Й., Плашкин С.В. Скорочення споживання природного газу та зниження викидів шкідливих речовин з продуктами спалювання в комунальній теплоенергетиці. *Теплофізика та теплоенергетика*. 2019. Т. 41. № 2. С. 54-63.
18. Кобзар С.Г., Халатов А.А. Дослідження ефективності зниження оксидів азоту при застосуванні вдосконаленого методу тріступеневого спалювання вугілля з використанням вугілля в якості палива допалення. *Промышленная теплотехника*. 2017. Т. 39. № 5. С. 91-96.

19. Долінський А.А., Басок Б.І., Базєєв Є.Т., Пироженко І.А. Комунальна теплоенергетика України: стан, проблеми, шляхи модернізації. К.: Наукова думка, 2007. 827 с.
20. Мацевитий Ю.М., Шубенко А.Л., Канило П.М., Соловей В.В. Энергия, экология и глобальное потепление климата. *Доповіді НАН України*. 2016. № 12. С. 102-108.
21. Сорока Б.С. Влажное горение – современное направление экологически чистого сжигания топлива и решение проблемы устойчивого развития энергетики. *Альтернативная энергетика и экология*. 2018. № 25-30 (273-278). С. 97-117.
22. Вольчин І.А., Гапонич Л.С. Викиди діоксиду вуглецю на українських вугільних теплових електростанціях. *Наукові праці Національного університету харчових технологій*. 2018. Т. 24. № 6. С.131-142.
23. Shkitsa L.E., Yatsyshyn T.M., Popov A.A., Artemchuk V.A. The development of mathematical tools for ecological safe of atmosphere on the drilling well area. *Нефтяное хозяйство*. 2013. No 11. Pp. 136-140.
24. Popov O., Yatsyshyn A., Kovach V., Artemchuk V., Taraduda D., Sobyna V., Sokolov D., Dement M., Yatsyshyn T., Matvieieva I. Analysis of Possible Causes of NPP Emergencies to Minimize Risk of Their Occurrence. *Nuclear and Radiation Safety*. 2019. No 1 (81). P.p.75-80. DOI: [https://doi.org/10.32918/nrs.2019.1\(81\).13](https://doi.org/10.32918/nrs.2019.1(81).13)
25. 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>
26. Ivanov H., Blinov I. Parus Ye. Simulation Model of New Electricity Market in Ukraine. IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS). Kyiv, 17-19 April 2019. Pp. 339-34. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764184>
27. Zhuikov V., Pichkalov I., Boyko I., Blinov I. Price formation in the energy markets of Ukraine. IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2015). Kyiv, 21-24 April 2015. Pp. 553-556. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2015.7146953>
28. Renewable power generation costs in 2018. International Renewable Energy Agency (IRENA). 2019. 88 p. URL: [https://www.irena.org/-/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2019/May/IRENA\\_Renewable-Power-Generations-Costs-in-2018.pdf](https://www.irena.org/-/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2019/May/IRENA_Renewable-Power-Generations-Costs-in-2018.pdf) (дата звернення: 05.03.2019).
29. Базюк Т.М., Блінов І.В., Буткевич О.Ф., Гончаренко І.С., Денисюк С.П., Жуйков В.Я., Кириленко О.В., Лук'яненко Л.М., Миколаєць Д.А., Осипенко К.С., Павловський В.В., Рибіна О.Б., Стелюк А.О., Танкевич С.Є., Трач І.В. Інтелектуальні електричні мережі: елементи та режими. К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2016. 400 с.
30. Blinov I.V. New approach to congestion management for decentralized market coupling using net export curves. CIGRE Session 46. Session papers and proceedings. Paris. 2016. No C5-105. 7 p.
31. Блінов І.В., Парус Є.В. Врахування мережевих обмежень та мінімізація різниці цін між ринками електроенергії. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 5. С. 81-88.
32. Блінов І.В., Мірошник В.О., Шиманюк П.В. Короткостроковий інтервальний прогноз сумарного відпуску електроенергії виробниками з відновлювальних джерел енергії. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2019. Вип. 54. С. 5-12. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.54.005>
33. Буткевич О.Ф., Юнєєва 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/techned2019.06.059>
34. Клименко В.В. Опыт генетических прогнозов мировой энергетики: можем ли мы предвидеть далёкое будущее. *Доклады академии наук. Энергетика*. 2014. Т. 458. № 4. С. 415-418.
35. Нова енергетична стратегія України до 2035 року: «Безпека, енергоефективність, конкурентоспроможність». URL: <http://mpe.kmu.gov.ua/minugol/control/uk/doccatalog/list?currDir=50358> (дата звернення: 05.03.2019).
36. Кулик М.М., Горбулін В.П., Кириленко О.В. Концептуальні підходи до розвитку енергетики України (аналітичні матеріали). Київ: Інститут загальної енергетики НАН України, 2017. 78 с.
37. Миронов Н. Меры и вызовы глобальной энергетической безопасности. *Мировая энергетика*. 2007. № 4. С. 50-51.
38. WMO Provisional Statement of the State of the Climate 2019. URL: [https://library.wmo.int/doc\\_num.php?explnum\\_id=10108](https://library.wmo.int/doc_num.php?explnum_id=10108) (дата звернення: 05.03.2019).
39. Геєць В.М., Кириленко О.В., Басок Б.І., Базєєв Є.Т. Енергетична стратегія: прогнози і реалії (огляд). *Nauka innov*. 2020. Т. 16. № 1(91). С.03-16. DOI: <https://doi.org/10.15407/scin15.05.003> .

УДК 621.31:551.58

## ЕНЕРГЕТИКА УКРАЇНИ І РЕАЛІЇ ГЛОБАЛЬНОГО ПОТЕПЛЕННЯ

А.В. Кириленко<sup>1</sup>, академик НАН України, Б.И. Басок<sup>2</sup>, член-кор. НАН України, Е.Т. Базєєв<sup>2</sup>, канд. техн. наук, І.В. Блінов<sup>1</sup>, докт. техн. наук

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

e-mail: [ied1@ied.org.ua](mailto:ied1@ied.org.ua)

<sup>2</sup> Інститут технічної теплофізики НАН України,  
ул. Булаховського, 2, Київ, 03164, Україна,

e-mail: [basok@ittf.kiev.ua](mailto:basok@ittf.kiev.ua).

*Освітлені результати досліджень еволюції мирового енергопотребления, проведен обзор антропогенных и солнечно-земных факторов влияния на глобальное потепление. Исследован тренд повышения с середины XX века глобальной приземной температуры – одного из показателей климатической системы нашей планеты. Дано объяснение усиления парникового эффекта как следствие повышения концентрации в атмосфере Земли парниковых газов. Наряду с антропогенной концепцией глобального потепления рассматривается и естественная концепция, в которой считается, что все же определяющими факторами повышения приземной температуры являются*

природные, связанные с космогенноциклическими процессами, с солнечно-земным взаимодействием (вращение Земли вокруг Солнца, прецессия оси вращения Земли, циклы солнечной активности и др.). Показано, что есть и подходы, которые меняют местами причины и последствия потепления, а именно: изменение атмосферной концентрации диоксида углерода это следствие глобальных изменений температуры на планете, а не их причина. Прогрев мирового океана приводит к уменьшению растворимости CO<sub>2</sub> в воде и выброса его избытка в атмосферу. Приведено авторское видение трендов развития электроэнергетики и возобновляемых источников энергии в Украине в ближайшие десятилетия. В частности, предложен ряд организационных, технологических и научно-инновационных задач, связанных с нерегулируемым использованием возобновляемых источников энергии. Библ. 39, рис. 3.

**Ключевые слова:** глобальное потепление, изменение климата, парниковый газ, энергоэффективность, мировой энергетический баланс, возобновляемые источники энергии.

## POWER INDUSTRY OF UKRAINE AND REALITIES OF THE GLOBAL WARMING

O.V. Kyrylenko<sup>1</sup>, B.I. Basok<sup>2</sup>, Ye.T. Bazejev<sup>2</sup>, I.V. Blinov<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine,

Peremogy av, 56, Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: [ied1@ied.org.ua](mailto:ied1@ied.org.ua)

<sup>2</sup> The Institute of Engineering Thermophysics of the NAS of Ukraine,

Bulakhovskoho, 2, Kyiv, 03164, Ukraine,

e-mail: [basok@ittf.kiev.ua](mailto:basok@ittf.kiev.ua)

*The results of studies of the evolution of global energy consumption are highlighted, anthropogenic and solar-terrestrial factors of influence on global warming are reviewed. Since the mid-twentieth century, the trend of increasing global surface temperature, one of the indicators of the climate system of our planet, has been investigated. An explanation of the greenhouse effect enhancement is given, as a result of an increase in the concentration of greenhouse gases in the Earth's atmosphere. Along with the anthropogenic concept of global warming, a natural concept is also considered, in which it is believed that the determining factors of increasing surface temperature are natural, associated with cosmogenic cyclical processes, with solar-terrestrial interaction (Earth's rotation around the Sun, precession of the Earth's rotation axis, solar activity cycles and etc.). It is shown that there are approaches that interchange the causes and effects of warming, namely: changes in the atmospheric concentration of carbon dioxide - this is a consequence of global temperature changes on the planet, and not their cause. The warming of the oceans leads to a decrease in the solubility of CO<sub>2</sub> in water and the release of its excess into the atmosphere. The author's vision of trends forecasts the development of the electric power industry and renewable energy sources in Ukraine in the coming decades are given. In particular, a list of organizational, technological, and scientific-innovative problems associated with the unregulated use of renewable energy sources have been proposed. References 39, Figures 3.*

**Keywords:** global warming, climate change, greenhouse gas, energy efficiency, global energy balance, renewable energy

1. Review of analytical work of international energy organizations on the state and scenarios of development of the world energy sector with the forecast of investment in energy efficiency. Kyiv: NEC Ukrenerg, 2018. 95 p.  
URL: [https://ua.energy/wp-content/uploads/2018/06/2.-rozvyt\\_svit\\_energet\\_sfery.pdf](https://ua.energy/wp-content/uploads/2018/06/2.-rozvyt_svit_energet_sfery.pdf) (accessed: 05.03.2019). (Ukr)
2. Global warming of 1.5 °C. IPCC Special report. 2018.  
URL: [https://www.ipcc.ch/site/assets/uploads/sites/2/2019/06/SR15\\_Full\\_Report\\_High\\_Res.pdf](https://www.ipcc.ch/site/assets/uploads/sites/2/2019/06/SR15_Full_Report_High_Res.pdf). (accessed: 05.03.2019).
3. Sorokhtin O. G. The evolution of the Earth's climate and the origin of the ice eras. *Vestnik RAN*. 2006. Vol. 76. No 8. Pp. 699-706. (Rus)
4. Monin A.S., Shishkov Yu.A. Climate as a problem of physics. *Uspekhi fizicheskikh nauk*. 2000. Vol. 170. No 4. Pp. 419-445. (Rus)
5. Voloshchuk V., Srypnyk M. Global greenhouse effect and climatic conditions of Ukraine. *Visnyk AS Ukrainy*. 1993. No 9. Pp. 43-46. (Ukr)
6. Boychenko S. G. Semiempirical models and scenarios of global and regional climate changes. Kyiv: Naukova dumka, 2008. 309 p. (Ukr)
7. Voloshchuk V. M., Boychenko S. G., Stepanenko S. M., Bortnik S. Yu., Shishchenko P. G. Global warming and climate in Ukraine: Regional environmental and socio-economic aspects. Kyiv: PPC Kiev University, 2002. 116 p. (Ukr)
8. Shevchuk V.Ya., Malysheva N.R., Kovalchuk T.T., Mansurova I.G. Energy efficiency and climate change policy. Kyiv: Comprint CPU. 2014. 218 p. (Ukr)
9. Lipinsky V.M. Global climate change and its recall in Ukraine's climate dynamics. International conference. *Investments and Climate Change: Opportunities for Ukraine*. Kyiv, 10-12 July, 2002. Pp. 177-185. (Ukr)
10. Increasing resilience to climate change in the agricultural sector of the South of Ukraine. Szentendre, Hungary. *Regional environmental center*. October 2015. 73 p. (Ukr)
11. Organizational and economic mechanisms for modernization of the heat power industry of Ukraine. Kyiv: Publishing House Kalita, 2015. 338 p. (Ukr)
12. Paton B.E., Dolinsky A.A., Heyets V.M. Kukhar V.P., Basok B.I., Bazejev E.T., Podolets R.Z. Priorities of the national heat supply strategy of settlements of Ukraine. *Visnyk NAS of Ukraine*. 2014. No 9. Pp. 29-47. (Ukr)
13. Basok B.I., Novoseltsev A.V., Dubovsky S.V., Bazejev E.T. Modernization of heat supply systems of settlements of Ukraine (thermophysics, energy efficiency, energy economy, ecology). Kyiv: Publishing House Kalita, 2018. 406 p. (Ukr)
14. Karp I.N., Nikitin E.E. Ways to solve the problems of municipal energy. *Zhilyshchno-kommunalnoe khozyajstvo Ukrainy*. 2011. No 6. Pp. 16-22. (Rus)
15. Basok B.I., Bazejev E.T. Innovative technologies for buildings - a priority of improving energy efficiency in Ukraine. *Promyshlennaya teplotekhnika*. 2017. Vol. 39. No 4. Pp. 61-67. (Rus)



16. Sigal I.Ya., Smikhula A.V., Marasin A.V., Lavrentsov E.M. Reducing nitrogen oxide emissions to European standards and increasing the heat and energy performance of existing boilers. Problems of ecology and operation of energy facilities. Kyiv: IPTS ALKON NAS of Ukraine, 2017. 222 p. (Rus)
17. Sigal A.I., Paderno D.Yu., Pavlyuk N.Yu., Safyants A.S., Bykoriz E.I., Plashikhin S.V. Reducing natural gas consumption and reducing emissions of harmful substances from combustion products in municipal heating. *Teplofizyka ta teploenergetyka*. 2019. Vol. 41. No 2. Pp. 54-63. (Ukr)
18. Kobzar S.G., Khalatov A.A. Study of the efficiency of reducing nitrogen oxides when using the advanced method of three-stage coal combustion using coal as a post-combustion fuel. *Promyslova teplotekhnika*. 2017. Vol. 39. No 5. Pp. 91-96. (Ukr)
19. Basok B.I., Basok B.I., Bazeyev E.T., Pirozhenko I.A. Municipal power system in Ukraine: state, problems and ways of modernization. Kyiv: Naukova dumka, 2007. 827 p. (Ukr)
20. Matsevity Yu.M., Shubenko A.L., Kanilo P.M., Solovey V.V. Energy, ecology and global warming. *Dopovidi NAS of Ukraine*. 2016. No 12. Pp. 102-108. (Rus)
21. Soroka B.S. Wet burning is a modern direction of environmentally friendly burning of fuel and a solution to the problem of sustainable development of energy. *Alternatyvna energetika i ekologiya*. 2018. No 25-30 (273-278). Pp. 97-117. (Rus)
22. Volchin I.A., Gaponich L.S. Carbon dioxide emissions from Ukrainian coal-fired thermal power plants *Naukovi pratsi Natsionalnoho universytetu kharchovykh tekhnolohiy*. 2018. Vol. 24. No 6. Pp. 131-142. (Ukr)
23. Shkitsa L.E., Yatsyshyn T.M., Popov A.A., Artemchuk V.A. The development of mathematical tools for ecological safe of atmosphere on the drilling well area. *Neftyanoe khozyaystvo*. 2013. No 11. Pp. 136-140.
24. Popov O., Iatsyshyn A., Kovach V., Artemchuk V., Taraduda D., Sobyna V., Sokolov D., Dement M., Yatsyshyn T., Matvieieva I. Analysis of possible causes of NPP emergencies to minimize risk of their occurrence. *Nuclear and radiation safety*. 2019. No 1 (81). Pp. 75-80. DOI: [https://doi.org/10.32918/nrs.2019.1\(81\).13](https://doi.org/10.32918/nrs.2019.1(81).13)
25. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Parus E.V., Ivanov G.A. Simulation model of the day-ahead electricity market with implicit consideration of network limitations of energy systems. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 60-67. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2019.05.060>
26. Ivanov H., Blinov I. Parus Ye. Simulation Model of New Electricity Market in Ukraine. IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS): Kyiv, 17-19 April 2019, Pp. 339-34. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764184>
27. Zhuikov V., Pichkalov I., Boyko I., Blinov I. Price formation in the energy markets of Ukraine. IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2015). Kyiv, 21-24 April 2015. Pp. 553-556. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2015.7146953>
28. Renewable power generation costs in 2018. International Renewable Energy Agency (IRENA). 2019. C. 88. URL: [https://www.irena.org/-/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2019/May/IRENA\\_Renewable-Power-Generations-Costs-in-2018.pdf](https://www.irena.org/-/media/Files/IRENA/Agency/Publication/2019/May/IRENA_Renewable-Power-Generations-Costs-in-2018.pdf) (accessed: 05.03.2019).
29. Baziuk T.M., Blinov I.V., Butkevych O.F., Honcharenko I.S., Denysiuk S.P., Zhuikov V.Ia., Kyrylenko O.V., Lukianenko L.M., Mykolalets D.A., Osypenko K.S., Pavlovskiy V.V., Rybina O.B., Steliuk A.O., Tankevych S.Ie., Trach I.V. Intelligent power systems: elements and modes. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine, 2016. 400 p. (Ukr)
30. Blinov I.V. New approach to congestion management for decentralized market coupling using net export curves. CIGRE Session 46. Session papers and proceedings. Paris. 2016. No C5-105. 7 p.
31. Blinov I.V., Parus E.V. Congestion management and minimization of price difference between coupled electricity markets. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2015. No 5. Pp. 81-88. (Ukr)
32. Blinov I.V., Miroshnyk V.O., Shimanyuk P.V. Short-term interval forecast of the total supply of electricity by producers from renewable energy sources. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2019. Issue 54. Pp. 5-12. (Ukr)
33. 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. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2019.06.059>
34. Klimenko V.V. The experience of genetic predictions of the world energy: can we foresee the distant future. *Doklady Akademii nauk. Energetika*. 2014. Vol. 458. No 4. Pp. 415-418. (Rus)
35. New Energy Strategy of Ukraine until 2035: Security, Energy Efficiency, Competitiveness URL: <http://mpe.kmu.gov.ua/minugol/control/uk/doccatalog/list?currDir=50358> (Ukr).
36. Kulyk M.M., Horbulin V.P., Kyrylenko O.V. Conceptual approaches to the development of energy of Ukraine (analytical materials). Kyiv: Institute of General Energy of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2017. 78 p. (Ukr).
37. Mironov N. Measures and challenges of global energy security. *Mirovaya energetika*. 2007. No 4. Pp. 50-51. (Rus)
38. WMO Provisional Statement of the State of the Climate 2019. URL: [https://library.wmo.int/doc\\_num.php?explnum\\_id=10108](https://library.wmo.int/doc_num.php?explnum_id=10108) (Accessed: 05.03.2019).
39. Geyets, V.M., Kyrylenko, O.V., Basok, B.I., Baseyev Ye.T. Energy Strategy: Projections (Review). *Sci. innov.* 2020. Vol. 16. № 1(91). P. 3-14. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/scine15.05.003>.

Надійшла 23.03.2020  
Остаточний варіант 17.04.2020



## ВПЛИВ СТОХАСТИЧНОГО ХАРАКТЕРУ ЕНЕРГІЇ В СИСТЕМАХ РОЗОСЕРЕДЖЕНОЇ ГЕНЕРАЦІЇ НА ЇХНЮ СТІЙКІСТЬ

К.С. Клен\*, канд.техн.наук, В.Я. Жуйков\*\*, докт.техн.наук  
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського»,  
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна, e-mail: [ekateryna.osypenko@gmail.com](mailto:ekateryna.osypenko@gmail.com)

Наведено формули для розрахунку процесу зміни енергії у системах розосередженої генерації з врахуванням його випадкового характеру у просторі двох та трьох змінних. Представлено графік дискретного відображення процесу зміни енергії та діаграму Ламерея для дослідження стійкості цього процесу. Відмічено, що через випадковий характер процесу зміни енергії система може виходити із зони стійкої роботи. Наведено методику знаходження диференціалу випадкового процесу з Вінеровською складовою за формулою Іто. Представлено методику застосування закону повторного логарифму до Вінеровського процесу та наведено графіки його типових траєкторій як на всьому інтервалі спостереження, так і в околі нуля. Обґрунтовано необхідність застосування у системах розосередженої генерації накопичувачів енергії для забезпечення їхньої стійкої роботи. Бібл. 11, рис. 8.

**Ключові слова:** системи розосередженої генерації, принцип невизначеності Гейзенберга, накопичувач, випадкові процеси.

**Вступ.** У поточний час спостерігається тенденція збільшення частки електростанцій на відновлюваних джерелах енергії, насамперед вітрових та сонячних станцій, в структурі генеруючих потужностей енергосистем багатьох країн світу, зокрема України, що посилює вимоги в частині удосконалення керування режимами їхньої роботи [1]. Широке застосування знайшли системи розосередженої генерації, які реалізують моніторинг та облік енергетичних потоків в реальному часі, а також використовують оптимальні закони керування та вирішують питання забезпечення протікання двонаправлених потоків енергії, стійкості та надійності систем [2]. В той же час це створює низку проблем, пов'язаних із встановленням стійких режимів роботи енергосистем, до яких приєднані електростанції з відновлюваними джерелами енергії, для яких характерною є стохастична зміна рівнів енергії генерації, споживання та навантаження, зміна якого також носить імовірнісний характер, що значно ускладнює її регулювання та послаблює стійкість. Розрахунок балансу енергії у вказаних системах, стійкість яких розраховується за лінійними та/або нелінійними моделями зі зворотним зв'язком, відбувається на деякому базовому інтервалі або інтервалі спостереження, що призводить до появи невизначеності розрахунку енергії згідно з принципом Гейзенберга [3]. Дія принципу Гейзенберга вказує на обмежену точність прийняття рішення та на можливість накопичення помилки при тривалій роботі, що визначає необхідність формування спеціальних керуючих впливів з врахуванням фрактальної природи систем розосередженої генерації [4].

Тому метою даної роботи є доведення відповідності зміни процесів генерації та споживання енергії у системі розосередженої генерації Вінеровському процесу на основі використання принципу невизначеності Гейзенберга та визначення особливостей її роботи із забезпеченням умов стійкості.

**Енергія генерації та споживання у системах розосередженої генерації.** Застосування принципу невизначеності Гейзенберга до керування потоками енергії у системах розосередженої генерації як на базовому інтервалі, так і на інтервалі спостереження, дозволяє записати наступне обмеження виду:

$$\Delta W_G \cdot \Delta t \cdot \Delta W_C \leq C_W, \quad (1)$$

де  $\Delta W_G$ ,  $\Delta W_C$  – деякі (наприклад, середньоквадратичні) значення величин енергії генерації та споживання відповідно, які вимірюються або фіксуються з певною точністю, і використовуються для керування;  $\Delta t$  – мінімальне значення інтервалу спостереження, для якого вимірюється значення енергії; величини  $C_W$ , як деякі константи, можуть трактуватися як середньоквадратичне відхилення: енергії генерації  $\Delta W_G$ ; часового інтервалу  $\Delta t$ ; енергії споживання  $\Delta W_C$ .

Таким чином, обмеження (1) описує деякий об'єм тримірного простору  $C_w$ , в якому всі три змінні  $\Delta W_G$ ,  $\Delta W_C$ ,  $\Delta t$  є незалежними векторами (рис. 1).

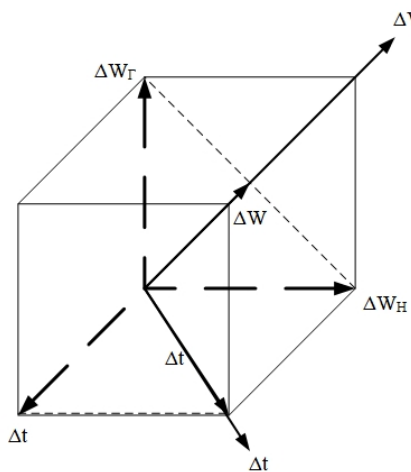


Рис. 1

У точці рівноваги системи, де забезпечується її стабільна робота та відбір максимальної енергії відновлюваних джерел, величина енергії генерації  $\Delta W_G$  дорівнює величині енергії споживання  $\Delta W_C$ :  $\Delta W_G = \Delta W_C = \Delta W$ , і від простору трьох змінних необхідно зробити перехід до простору двох змінних  $\Delta W$ ,  $\Delta t$  шляхом проектування векторів змінних на обрані вісі. Оскільки обидва вектори енергії проектується на одну вісь, то сумарна проекція дорівнює  $\sqrt{2}/2 \Delta W_G + \sqrt{2}/2 \Delta W_H = \sqrt{2} \Delta W$ , а проекція на вісь часу, відповідно,  $\sqrt{2}/2 \Delta t$ . Тобто у просторі двох змінних у точці рівноваги у виразі (1) набуває вигляду  $\Delta W \cdot \Delta t \leq C_w$ , що відповідає сформульованому принципу невизначеності Гейзенберга.

Якщо перейти до простору трьох змінних, то (1) набуває вигляду

$$\Delta W^2 \cdot \Delta t \leq C_w. \quad (2)$$

Оцінимо фрактальну розмірність системи. Для цього прологарифмуємо (2)

$$\ln \Delta W + 0,5 \ln \Delta t \leq \ln C_w^*, \quad (3)$$

де  $C_w^* = \sqrt{C_w}$ .

Якщо кількість генераторів у системі збільшити до  $(n-1)$ , то вираз (3) набуде вигляду

$$\ln \Delta W + \frac{1}{n} \ln \Delta t \leq \ln C_w^*. \quad (4)$$

Перепишемо (4), виділивши доданок  $0,5 \ln \Delta t$

$$\ln \Delta W + \frac{1}{n/2} \ln \Delta t + \frac{1}{2} \ln \Delta t \leq \ln C_w^*.$$

Тобто, якою б не була кількість генераторів у системі, у розрахунках присутній доданок  $0,5 \ln \Delta t$ , який вказує на те, що розмірність системи буде дробовою, і це свідчить про її фрактальну природу.

Повертаючись до степеневій формі запису, вираз (3) за умови  $\Delta W_G = \Delta W_C = \Delta W$  набуває вигляду

$$\Delta W \cdot \sqrt{\Delta t} \leq C_w^*. \quad (5)$$

Наявність множника  $\sqrt{\Delta t}$  у (5) вказує на те, що описаний процес зміни енергії у системі розосередженої генерації є випадковим блуканням [5]. Оскільки у подальшому досліджується не тренд процесу, а лише його відхилення, то процес вважатимемо Вінеровським з математичним сподіванням рівним нулю та дисперсією рівною одиниці

$$W = \varepsilon \cdot \sqrt{t}, \quad (6)$$

де  $\varepsilon$  – незалежні нормально розподілені випадкові величини (рис. 2), такі, що  $W_1 = f(W_0, t_0, t_1, \varepsilon_1)$ ,  $W_2 = f(W_1, t_1, t_2, \varepsilon_2)$ ,  $W_3 = f(W_2, t_2, t_3, \varepsilon_3)$ , ..., де інтервали часу  $t_i - t_{i+1}$  є довільними [6].

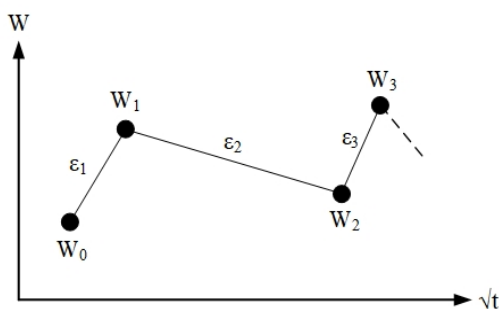


Рис. 2

Оскільки Вінеровський процес є масштабно інваріантним та самоподібним, то для дослідження поведінки системи розосередженої генерації у точці рівноваги  $A$  розіб'ємо інтервал спостереження  $\Delta t$  на  $n = \lceil \Delta t / \Delta t_{\min} \rceil$  інтервалів, де  $\lceil \cdot \rceil$  – ціла частина від ділення,  $\Delta t_{\min}$  – мінімальна тривалість інтервалу спостереження. Від величини  $\Delta W$  перейдемо до безрозмірної величини  $\Delta_w = \Delta W / W_{\max}$ , де  $W_{\max}$  – максимальне значення енергії в системі розосередженої генерації

ції. Запишемо вирази для величини енергії на  $n$ -му та  $n+1$ -му інтервалах відповідно до (5)

$$\Delta_w(n) = C_w / \sqrt{n}, \quad \Delta_w(n+1) = C_w / \sqrt{n+1}.$$

Знайдемо першу різницю між цими виразами

$$\Delta(\Delta_w) = \Delta_w(n+1) - \Delta_w(n) = C_w \left( 1/\sqrt{n+1} - 1/\sqrt{n} \right).$$

Додавши першу різницю  $\Delta(\Delta_w)$  до  $\Delta_w(n)$  отримаємо  $\Delta_w(n+1) = \Delta_w(n) / \sqrt{n+1}$ , тобто загальний вигляд (5) відповідає Вінеровському процесу, представленою у дискретній формі запису.

Для дослідження процесу коливання точки рівноваги системи за наявності Вінеровського процесу скористаємося діаграмою Ламерея [7] та побудуємо його дискретне відображення (рис. 3). На рис. 3 крива 1 відповідає процесу, що описується рівнянням  $\Delta_w(n+1) = \Delta_w(n) / \sqrt{n+1}$ , а крива 2 –

пропорційній зміні енергії при зміні тривалості інтервалу спостереження.

Як видно з рис. 3, процес зміни енергії є стійким зліва від точки А (переходи В-С-D-E-F-G-H-I-J-K-A, позначені суцільною лінією), і нестійким справа від точки А (переходи В'-С'-D'-E'-F', позначені штриховою лінією). Умова стійкості залежить від знаку похідної у точці А процесу зміни енергії, який є Вінеровським, і викликає коливання системи в околі цієї точки, що може виводити систему із зони стійкої роботи. Враховуючи втрати енергії за рахунок її дисипації, точка А перетворюється в деяку область  $O_A$ , і система може не набувати властивостей нестійкості, якщо коливання, обумовлені Вінеровським процесом, не

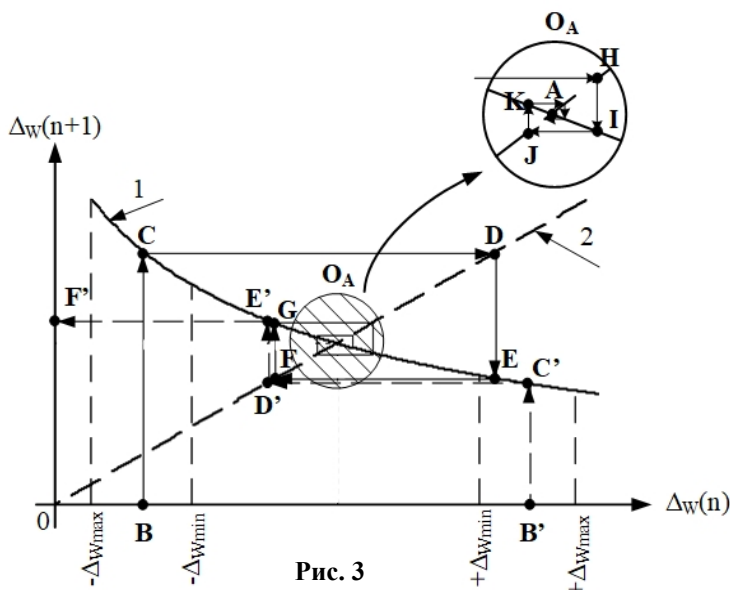


Рис. 3

виходять за область  $O_A$ .

**Оцінка похідної процесу зміни енергії.** Для оцінки стійкості системи розосередженої генерації необхідно оцінити похідну процесу зміни енергії у системі. Для цього скористаємося правилом диференціювання стохастичних процесів. Оскільки цей процес вважаємо Вінеровським, то для його диференціювання використовуємо формулу Іто [8]

$$dF = \left[ \frac{\partial F}{\partial t} + a(\Delta_w, t) \frac{\partial F}{\partial \Delta_w} + \frac{1}{2} b^2(\Delta_w, t) \frac{\partial^2 F}{\partial \Delta_w^2} \right] dt + b(\Delta_w, t) \frac{\partial F}{\partial \Delta_w} dw_t, \quad (7)$$

де  $F(\Delta_w, t)$  – деяка стохастична функція зміни енергії;  $\Delta_w$  – випадковий процес зміни енергії;  $dw_t = \varepsilon \sqrt{dt}$  – нескінченно малий Вінеровський шум; функція  $a(\Delta_w, t)$  – коефіцієнт зносу, що характеризує відхилення центру розподілу процесу; функція  $b(\Delta_w, t)$  – коефіцієнт волатильності, квадрат якого  $b^2(\Delta_w, t)$  називають дифузією, що характеризує швидкість зміни дисперсії процесу.

За відсутності стохастики диференціал функції  $F(\Delta_w, t)$ , в яку підставили рішення  $\Delta_w = \Delta_w(t)$  рівняння  $d\Delta_w = a(\Delta_w, t) dt$ , має вигляд

$$dF = \frac{\partial F}{\partial t} dt + \frac{\partial F}{\partial \Delta_w} d\Delta_w = \left( \frac{\partial F}{\partial t} + a(\Delta_w, t) \frac{\partial F}{\partial \Delta_w} \right) dt. \quad (8)$$

На відміну від цього співвідношення, в детерміновану частину рівняння (7) входить функція дифузії та друга похідна по  $\Delta_w$ . Ці доданки впливають на нерівномірність рішення, тим самим збільшуючи імовірність виходу системи із зони стійкої роботи. Тобто, зміна середньоквадратичного відхилення та амплітуди коливань Вінеровського процесу у часі впливає на стійкість системи.

**Оцінка величини відхилення системи.** Оскільки похідна процесу зміни енергії в точці  $A$  залежить від змінних Вінеровського процесу, то доцільно оцінити величину мінімального та максимального відхилення системи від точки спокою. За властивістю Вінеровського процесу він є недиференційованим, але для опису його геометричних властивостей можна застосувати закон повторного логарифму і визначити верхню  $F_1$  та нижню  $F_2$  границі для траєкторій процесу [9]

$$F_1 = (1 + \xi) w_t (2\Delta_t \ln \ln \Delta_t)^{-1/2}, \quad F_2 = (1 - \xi) w_t (2\Delta_t \ln \ln \Delta_t)^{-1/2}. \quad (9, 10)$$

Траєкторія Вінеровського процесу, починаючи з деякого моменту часу на деякому інтервалі  $\Delta t$ , майже напевно, з імовірністю, що дорівнює одиниці, знаходиться у області, яка обмежена кривими  $(F_1, -F_1)$ , і в той же час виходить за межі області  $(F_2, -F_2)$ . В околі нуля Вінеровський процес веде себе схожим чином за локальним законом повторного логарифму, що призводить до розміщення його траєкторій з зонах  $(F'_1, -F'_1)$  та  $(F'_2, -F'_2)$  та переходу до змінної  $(\Delta_t)^{-1}$

$$F'_1 = (1 + \xi) w_t (2\Delta_t \ln \ln(1/\Delta_t))^{-1/2}, \quad F'_2 = (1 - \xi) w_t (2\Delta_t \ln \ln(1/\Delta_t))^{-1/2}.$$

Отже, на інтервалі спостереження  $\Delta t$  максимальне та мінімальне відхилення коливаний Вінеровського процесу описується прямими  $F'_1, -F'_1$  та  $F'_2, -F'_2$  (рис. 4).

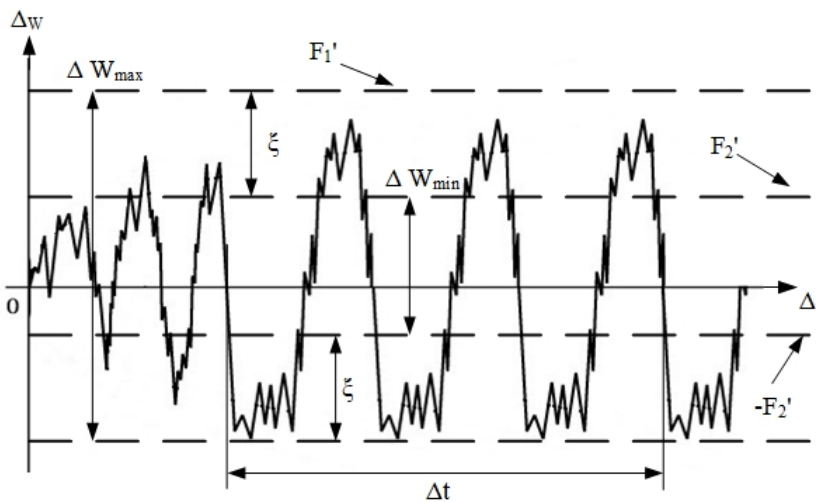


Рис. 4

стійкого стану у нестійкий хаотичним чином.

Застосовуючи описані міркування до даних зміни енергії на виході сонячних панелей, отриманих з лабораторії LARES [10] (Загребський університет, м. Загреб, Хорватія), бачимо, що 67% даних більше нуля знаходяться в межах  $(4 \div 7)$  відносних одиниць енергії і 53% даних менше нуля знаходяться у межах  $(-2 \div -5)$  відносних одиниць енергії (рис. 5), що підтверджує знаходження траєкторій Вінеровського процесу з імовірністю близькою до одиниці у певних зонах.

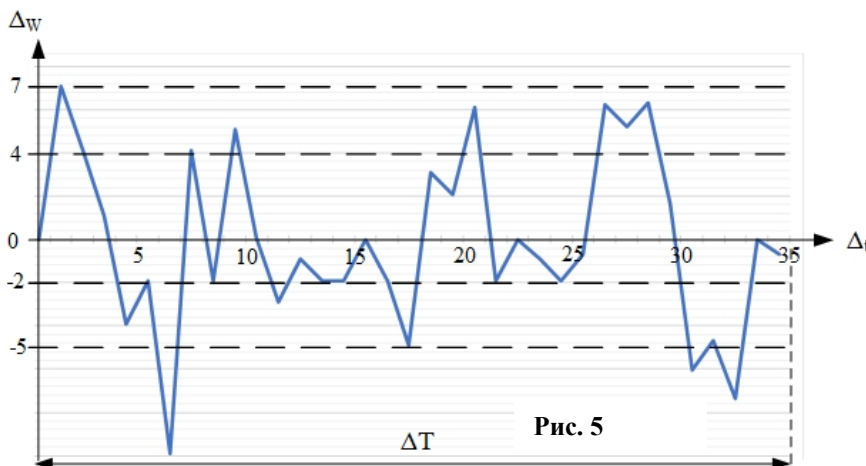


Рис. 5

З імовірністю, що дорівнює одиниці, коливання енергії в системі перевищують рівень  $\pm \Delta W_{\min}$ , але не перевищують рівень  $\pm \Delta W_{\max}$ . При відхиленні більше ніж на  $+\Delta W_{\max}$ ,  $+\Delta W_{\min}$  система стає нестійкою (рис. 3). Параметр  $\xi$  трактується як довірчий інтервал зміни рівня енергії, наприклад  $3\sigma$  при нормальному законі розподілу. З рис. 3 видно, що процес зміни енергії у системах розосередженої генерації на всьому інтервалі спостереження є нестійким, абсолютного балансу енергії в системі немає, а система може переходити зі

Оскільки в останні десятиліття знижуються втрати енергії у системах розосередженої генерації та підвищується їхня ефективність, що зменшує радіус області  $O_A$ , зростає імовірність виходу таких систем з зони стійкої роботи та виникнення аварійних режимів. Для зниження впливу флуктуацій процесу зміни енергії, що пов'язані зі зміною навантаження або рівня енергії,

що генерується відновлюваними джерелами, необхідно у системах розосередженої генерації встановлювати накопичувачі енергії, які б компенсували зміну енергії в діапазоні  $\Delta W_{\min} \div \Delta W_{\max}$  до величини, меншої ніж радіус області  $O_A$  (рис. 3).

У цьому разі швидкість спрацьовування системи керування накопичувачем повинна бути хоча б на один порядок вище, ніж частота флуктуацій. Нехтування необхідністю зменшення флуктуацій випадкових процесів генерації та споживання енергії у системах розосередженої генерації призводить до того, що у системах керування заздалегідь присутній нестійкий блок, що, як правило, не враховується при розрахунку стійкості загальної замкненої системи.

Схеми включення накопичувачів у системах розосередженої генерації є різноманітними та загальновідомими [11], однак на етапі проектування системи при розрахунку ємності накопичувача необхідно враховувати, що він має бути недозаряджений на величину  $\xi \cdot p_\varepsilon$ , де  $p_\varepsilon$  – імовірність знаходження значень енергії в системі в межах  $\pm(\Delta W_{\max} - \Delta W_{\min})$ .

**Моделювання процесів у системі розосередженої генерації.** Для підтвердження теоретичних викладок досліджено електромагнітні процеси у системі розосередженої генерації, що складається з сонячної батареї, яка представлена еквівалентним джерелом напруги з внутрішнім опором (рис. 6), та широтно-імпульсного перетворювача (ШІП), що включений на її виході для забезпечення роботи у режимі відбору максимальної енергії за умови підключення випадковим чином додаткового активного навантаження. Дослідження проведено за допомогою програмного пакету Matlab R2017a Simulink<sup>®</sup> у точці, близькій до точки рівноваги, в якій  $R_{вн} \approx R_n = 0,975$  Ом. Зазначимо, що за відсутності додаткового навантаження система є стійкою та автоколивання відсутні.

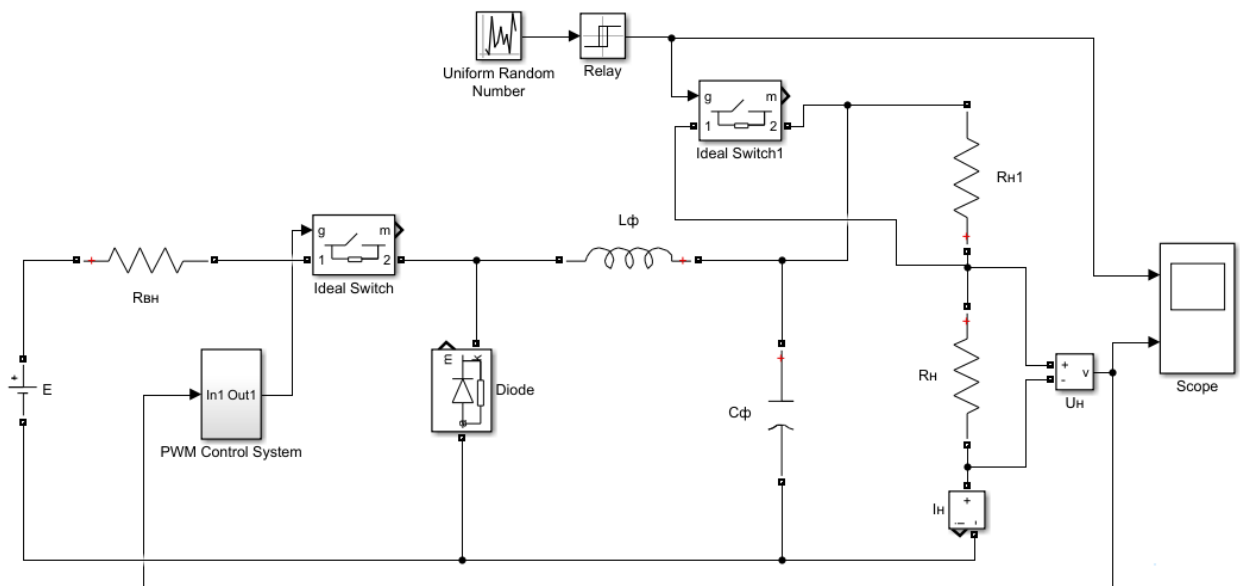


Рис. 6

Модель, зображена на рис. 6, містить наступні елементи:  $E = 10$  В – еквівалентне джерело напруги з внутрішнім опором  $R_{вн} = 1$  Ом; Ideal Switch – ключ ШІП;  $R_n = 0,975$  Ом – активне навантаження; Ideal Switch1 – ключ, що підключає додаткове активне навантаження  $R_{n1} = 0,05$  Ом випадковим чином; Diode – напівпровідниковий діод;  $L_\phi = 1$  мГн,  $C_\phi = 1$  мФ – індуктивність та ємність фільтра; PWM Control System – система керування широтно-імпульсним перетворювачем зі стабілізацією вихідної напруги, схему моделі якої наведено на рис. 7; Uniform Random Number – генератор випадкової послідовності; Relay – релейний блок;  $I_n$ ,  $U_n$  – вимірювачі миттєвих значень струму та напруги на навантаженні відповідно; Scope – блок для спостереження зміни напруги на навантаженні та імпульсів керування ключем додаткового навантаження.

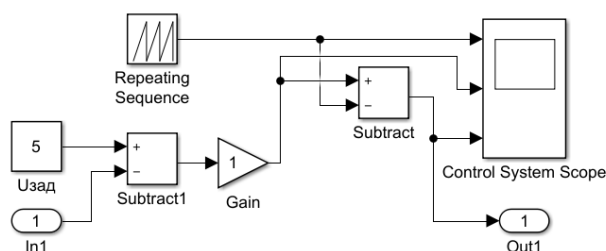


Рис. 7

Модель реалізує ШІМ II роду з опорною пилкоподібною напругою. На рис. 7 позначено:

Модель реалізує ШІМ II роду з опорною пилкоподібною напругою. На рис. 7 позначено:



$U_{зад} = 5$  – задаюче значення напруги; In1 – сигнал зворотнього зв'язку; Out1 – керуючий сигнал; Subtract – елемент віднімання; Gain – ланка підсилення; Repeating Sequence – генератор пилоподібної напруги з амплітудним значенням  $U_{ГПН}=2,5$  В та періодом  $T=10$  мкс; Control System Scope – блок для спостереження зміни напруги ГПН, сигналу похибки та результату порівняння.

Часові залежності напруги та струму на навантаженні із значенням коефіцієнта підсилення у колі зворотнього зв'язку  $K = 1$ , отримані в результаті моделювання, та імпульси керування ключем додаткового навантаження наведено на рис. 8.

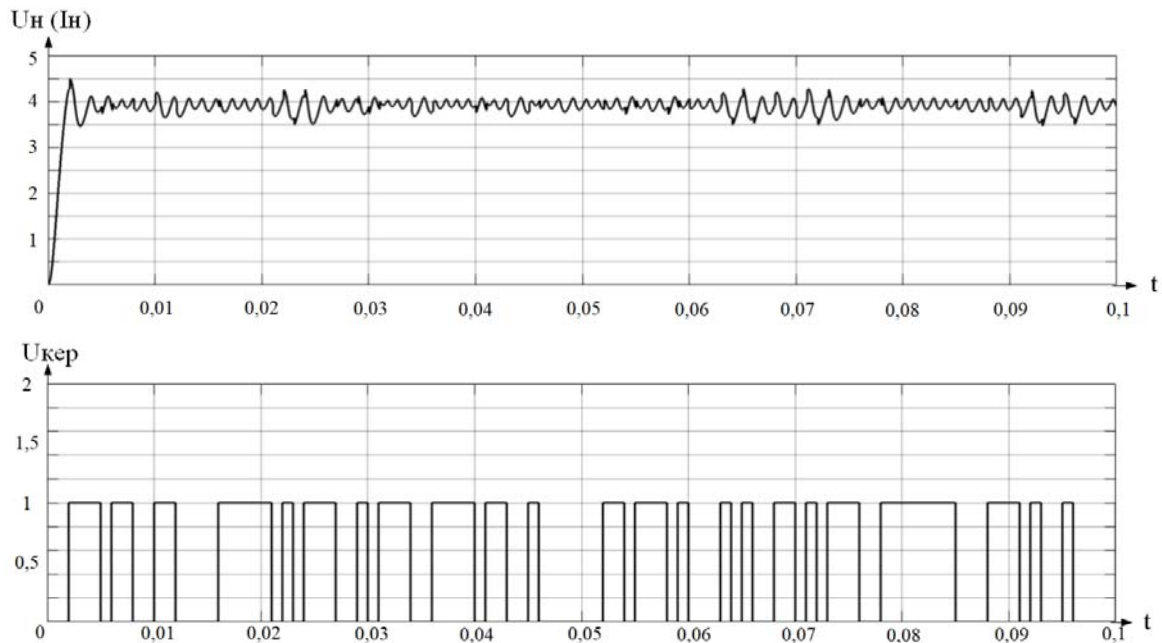


Рис. 8

Видно, що з підключенням випадковим чином додаткового активного навантаження, система переходить до режиму нестійкої роботи. Переведення системи у режим стійкої роботи можливе шляхом підключення паралельно навантаженню накопичувача з перетворювачем заряд/розряд.

**Висновок.** У разі випадкового характеру підключення навантаження або зміни потужності джерела енергії на інтервалі спостереження флуктуації електромагнітних процесів у системі розосередженої генерації відповідають Вінеровському процесу, що переводить систему до режиму нестійкої роботи. Для підтримання стійкої роботи таких систем необхідно мати деякий заздалегідь відомий додатковий запас величини енергії, що визначається відповідно до закону повторного логарифму і використовується у разі підключення навантаження або зміни потужності вхідного джерела енергії. Відмітимо, що встановлення будь-якого накопичувача повністю не компенсує процес зміни енергії, що відповідає Вінеровському, але суттєво зменшує його вплив, що дозволяє більш ефективно використовувати енергію відновлюваних джерел.

1. Жуйков В.Я., Лук'яненко Л.М., Миколаєць Д.А., Осипенко К.С., Стелюк А.О., Терещенко Т.О., Ямненко Ю.С. Підвищення ефективності систем з відновлюваними джерелами енергії. К.: Кафедра, 2018. 368 с.

2. Стогній Б.С., Кириленко О.В., Праховник А.В., Денисюк С.П. Еволюція інтелектуальних енергетичних мереж та їхні перспективи в Україні. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 5. С. 50-52.

3. Жуйков В.Я., Осипенко К.С. Принцип невизначеності Гейзенберга при оцінці рівня енергії, що генерується відновлюваними джерелами. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 1. С. 10-16.

DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.01.010>

4. Жуйков В.Я., Осипенко К.С. Оцінка фрактальної розмірності та передавальної функції хмар. *Мікросистеми, електроніка та акустика*. 2017. Том 22. № 5. С. 13-19.

5. Бородин А.Н., Салминен Пааво. Справочник по броуновскому движению: факты и формулы. Санкт-Петербург: Лань, 2000. 639 с.

6. Измерения с помощью анализаторов качества электроэнергии.

URL: <http://khomovelectro.ru/articles/izmereniya-s-pomoshchyu-analizatorov-kachestva-elektroenergii.html> (дата звернення: 18.10.2019).

7. Климонтович Ю.Л. Введение в физику открытых систем. М.: Янус-К, 2002. 284 с.

8. Кузнецов Д.Ф. Некоторые вопросы теории численного решения стохастических дифференциальных уравнений. URL: <http://diffjournal.spbu.ru/pdf/j011.pdf> (дата звернення: 18.10.2019).
9. Булинский А.В., Ширяев А.Н. Теория случайных процессов. М.: Физматлит, 2005. 408 с.
10. Лабораторія відновлюваних джерел енергії. URL: <https://www.lares.fer.hr/> (дата звернення: 18.10.2019).
11. Marcelo G. Molina. Distributed energy storage systems for applications in future smart grids. Sixth IEEE/PES *Transmission and Distribution: Latin America Conference and Exposition (T&D-LA)*. Montevideo, Uruguay, September 3-5, 2012. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDC-LA.2012.6319051>

УДК 621.314

## ВЛИЯНИЕ СТОХАСТИЧЕСКОГО ХАРАКТЕРА ЭНЕРГИИ В СИСТЕМАХ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ГЕНЕРАЦИИ НА ИХ УСТОЙЧИВОСТЬ

Е.С. Клён, канд. техн. наук, В.Я. Жуйков, докт. техн. наук

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт им. И. Сикорского», пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина e-mail: [ekateryna.osypenko@gmail.com](mailto:ekateryna.osypenko@gmail.com)

Приведены формулы для расчета процесса изменения энергии в системах распределенной генерации с учетом его случайного характера в пространстве двух и трех переменных. Представлены график дискретного отображения процесса изменения энергии и диаграмма Ламерея для исследования устойчивости этого процесса. Отмечено, что из-за случайного характера процесса изменения энергии система может выходить из зоны устойчивой работы. Приведена методика нахождения дифференциала случайного процесса с Винеровской составляющей по формуле Ито. Представлена методика применения закона повторного логарифма к Винеровскому процессу и приведены графики его типичных траекторий как на всем интервале наблюдения, так и в окрестности нуля. Обоснована необходимость применения в системах распределенной генерации накопителей энергии для обеспечения их устойчивой работы. Библ. 11, рис. 8.

**Ключевые слова:** системы распределенной генерации, принцип неопределенности Гейзенберга, накопитель, случайные процессы

## THE INFLUENCE OF STOCHASTIC ENERGY CHARACTER IN DISTRIBUTED GENERATION SYSTEMS ON THEIR STABILITY

K.S. Klen, V.Ya. Zhuikov

National technical university of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Peremohy Ave. 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

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

Formulas for calculating the process of energy change, taking into account its random nature, in the space of two and three variables in distributed systems are given. A graph of a discrete mapping of the energy change process and a Lameri diagram are presented to investigate the stability of this process. It is noted that due to the stochastic nature of the energy change process, the system can leave the steady-state zone. The method of finding the differential of a random process with the Wiener component according to the Ito formula is presented. The technique of applying the law of the iterated logarithm to the Wiener process is presented, and graphs of its typical trajectories are shown both at the entire observation interval and around zero. The necessity of application in distributed generation systems the energy storage for ensuring their stable operation is substantiated. References 11, figures 8.

**Key-words:** distributed generation systems, Heisenberg's uncertainty principle, storage battery, stochastic processes

1. Zhuikov V.Ya., Lukyanenko L.M., Mikolajets D.A., Osypenko K.S., Stelyuk A.O., Tereshenko T.O., Yamnenko Yu.S. Improving the efficiency of renewable energy systems. Kyiv: Kafedra, 2018. 368 p. (Ukr)
2. Stognij B.S., Kyrylenko O.V., Prahovnyk A.V., Denisyuk S.P. The evolution of smart grids and their prospects in Ukraine. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 5. Pp. 50-52. (Ukr)
3. Zhuikov V.Ya., Osypenko K.S. Heisenberg uncertainty principle in estimating energy levels generated by renewable energy sources. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 1. Pp. 10-16. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.01.010>
4. Zhuikov V.Ya., Osypenko K.S. Estimation of fractal dimension and transfer function of clouds. *Mikrosistemy, elektronika ta akustyka*. 2017. Vol. 22. No 5. Pp. 13-19. (Ukr)
5. Borodin A.N., Salminen Paavo. The Brownian Movement Handbook: Facts and Formulas. Saint-Petersburg: Lan, 2000. 639 p. (Rus)
6. Measurements using power quality analyzers. URL: <http://khomovelectro.ru/articles/izmereniya-s-pomoshchyu-analizatorov-kachestva-elektroenergii.html> (accessed: 18.10.2019). (Rus)
7. Klymontovych Yu.L. Introduction to Open Systems Physics. Moskva: Yanus-K, 2002. 284 p. (Rus)
8. Kuznetsov D.F. Some questions of the theory of numerical solution of stochastic Ito differential equations. URL: <http://diffjournal.spbu.ru/pdf/j011.pdf> (accessed: 18.10.2019). (Rus)
9. Bulynskiy A.V., Shyryaev A.N. Theory of random processes. Moskva: Fizmatlit, 2005. 408 p. (Rus)
10. Laboratory of renewable energy sources. URL: <https://www.lares.fer.hr/> (Accessed 18.10.2019).
11. Marcelo G. Molina. Distributed energy storage systems for applications in future smart grids. Sixth IEEE/PES *Transmission and Distribution: Latin America Conference and Exposition (T&D-LA)*. Montevideo, Uruguay, September 3-5, 2012. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDC-LA.2012.6319051>

Надійшла 17.10.2019  
Остаточний варіант 17.02.2020

**РОЗВИТОК НАПІВПРОВІДНИКОВИХ РОЗРЯДНО-ІМПУЛЬСНИХ СИСТЕМ  
ОБРОБКИ ГРАНУЛЬОВАНИХ СТРУМОПРОВІДНИХ СЕРЕДОВИЩ**

**Н.А. Шидловська\***, чл.-кор. НАН України, **С.М. Захарченко\*\***, докт.техн.наук,  
Інститут електродинаміки НАН України, пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.  
E-mail: [shydlovska@ied.org.ua](mailto:shydlovska@ied.org.ua), [snzakhar@ukr.net](mailto:snzakhar@ukr.net)

*Наведено аналіз еволюції напівпровідникових розрядно-імпульсних систем обробки гранульованих струмопровідних середовищ. Описано основні типи тиристорних генераторів розрядних імпульсів, особливості їх роботи, переваги та недоліки. Проаналізовано методи підвищення стабільності параметрів та зменшення тривалості розрядних імпульсів тиристорних генераторів. Показано шляхи підвищення питомої частки нанодисперсних та субмікронних ерозійних частинок, які отримані за допомогою тиристорних розрядно-імпульсних систем. Описано розвиток транзисторних генераторів розрядних імпульсів та наведено їх переваги і недоліки. Наведено алгоритми керування транзисторними генераторами імпульсів, які дозволяють зменшити їх нестабільність, та дана схема такого генератора. Показано шляхи підвищення техніко-економічних показників транзисторних генераторів імпульсів. Бібл. 36, рис. 2.*

**Ключові слова:** розрядно-імпульсні системи, тиристорні генератори, транзисторні генератори, іскро- та плазмоерозійна обробка, гранульовані струмопровідні середовища

**Вступ.** Напівпровідникові розрядно-імпульсні системи іскро- та плазмоерозійної обробки гранульованих струмопровідних середовищ є апаратною основою реалізації наступних трьох груп електротехнологічних процесів: виробництва мікродисперсних порошків металів і сплавів, в тому числі багатокомпонентних, надтвердих, тугоплавких, магнітних та ін. [1–10], знезараження та очищення природних та стічних вод від мікроорганізмів, дисперсних домішок та іонів важких металів [10–12], а також отримання гідрозолів біологічно активних металів задля застосування у рослинництві і тваринництві [13–15]. Удосконалення відомих електроімпульсних технологічних процесів та розроблення нових потребують розвитку розрядно-імпульсних систем, які їх реалізують на практиці, у напрямку розширення діапазонів регулювання і підвищення стабільності параметрів розрядних імпульсів, а також підвищення їх ефективності.

**Метою роботи** є аналіз еволюції напівпровідникових розрядно-імпульсних систем обробки гранульованих струмопровідних середовищ та розроблення систем задля підвищення ефективності технологічних процесів очищення природних та стічних вод, а також отримання седиментаційно стійких гідрозолів біологічно активних металів.

**Аналіз еволюції напівпровідникових розрядно-імпульсних систем обробки гранульованих струмопровідних середовищ.** Тиристорні розрядно-імпульсні системи прийшли на зміну релаксаційним  $RC$ - і  $LC$ -генераторам розрядних імпульсів та системам з газорозрядними комутаторами на початку 80-х років ХХ сторіччя [1, 16–20]. Порівняно з попередніми вони більш надійні, мають більший термін експлуатації, коефіцієнт корисної дії та дають змогу підвищити точність регулювання параметрів розрядних імпульсів, їх стабільність, частоту повторення і потужність. Ці якості дозволили реалізувати на їх базі промислове обладнання щодо описаних вище технологічних процесів [1, 16–18].

Одним із перших, найпростіших і надійних тиристорних генераторів розрядних імпульсів є генератор, який складається з керованого випрямляча напруги мережі живлення, зарядного тиристора із обмежуючим швидкість наростання струму дроселем, конденсатора і розрядного тиристора. Особливості роботи такого генератора описано у багатьох публікаціях, зокрема [13, 21], тому тут зазначимо лише його основні недоліки, які разом із новими вимогами технологічних процесів спричинили подальший розвиток таких систем. Хоча генератори такого типу дають змогу точно регулювати частоту повторення розрядних імпульсів і регулювати напругу на виході керованого випрямляча з похибкою менше 5%, вони не дають можливість регулювати параметри розрядних

імпульсів під час розряду робочого конденсатора і за час менший постійної часу перехідних процесів фільтру керованого випрямляча.

В таких генераторах точність регулювання струму і тривалості імпульсів дуже низька, оскільки ці параметри залежать не тільки від ємності конденсатора, початкових умов на ньому, а також і від еквівалентного електричного опору гранульованого струмопровідного середовища, який стохастично змінюється в широких межах як під час одного розрядного імпульсу, так і від імпульсу до імпульсу [22, 23] і залежить від струму, що протікає в ньому [24, 25], від часу його протікання [26] та від частоти розрядних імпульсів [27]. Крім того, тиристорні генератори, виконані за такою схемою, не дозволяють на практиці реалізувати частоту повторення розрядних імпульсів вище 1 кГц та забезпечити середнє значення потужності у навантаженні вище одиниць кіловат. Такі системи широко використовуються у пошуку оптимальних параметрів технологічних режимів отримання дослідних партій порошків металів і сплавів, а також очищення і знезараження водних потоків [13, 21].

Вирішити проблему підвищення частоти регулювання початкових умов на робочому конденсаторі до частоти повторення розрядних імпульсів дозволило застосування керованих перезарядних тиристорно-індуктивних ланок, що реалізували від'ємний та додатний зворотні зв'язки за напругою [17, 19]. Але за таким схемотехнічним рішенням точність регулювання глибини цих зв'язків на практиці була малою, що не забезпечувало високу точність регулювання початкових умов на робочому конденсаторі. Використання перезарядного кола додатнього зворотного зв'язку за напругою дозволило також примусово обмежити тривалість розрядних імпульсів до приблизно 40 мкс без істотного зменшення їх динамічних параметрів на передньому фронті, що актуально не тільки для технологічних процесів, в яких необхідні такі параметри імпульсів, але і для підвищення стабільності роботи генератора в умовах високих частот повторення розрядних імпульсів і значного стохастичного зростання еквівалентного опору навантаження.

Скорочення тривалості розрядних імпульсів тиристорних генераторів шляхом зменшення ємності робочого конденсатора до 20 мкФ і менше не тільки не дає досягти значень менше 15 мкс, але на порядок знижує продуктивність технологічних процесів та істотно зменшує ефективність процесів перетворення енергії у таких системах [28]. Іншим методом зменшення тривалості розрядних імпульсів без істотного зменшення їх динамічних параметрів на передньому фронті є застосування тиристора, який шунтує навантаження через деякий час після початку розрядного імпульсу [13, 29, 30]. Це скорочує тривалість імпульсів до приблизно 20 мкс (в залежності від часу і тривалості вмикання шунтуючого тиристора і постійної часу перехідних процесів або частоти вільних коливань у вихідних колах), забезпечує не менше зниження продуктивності технологічних процесів, ніж у попередньому методі, але суттєво зменшує коефіцієнт корисної дії системи. Через значні втрати енергії у таких системах їх потужність, як правило, не перевищує 2 кВт, а сфера застосування обмежується дослідженням ефективності технологічних процесів у лабораторних умовах.

Задля забезпечення потужності у навантаженні 10 кВт і вище у складі генераторів використовуються багатоканальні формувачі розрядних імпульсів [18, 20]. У розрядно-імпульсних системах з такими генераторами можуть використовуватися розрядні камери з числом електродів від трьох і більше, а також декілька розрядних камер або через розв'язуючі діоди канали генератора можуть бути підключені до однієї електродної системи. Такі системи за живленням від трьохфазної мережі дають змогу реалізувати сумарну потужність у навантаженнях 100 кВт і вище та використовуються у виробництві гідроксиду алюмінію задля отримання з нього каталізатора на основі оксиду алюмінію з високорозвиненою поверхнею для застосування у хімічній промисловості, а також отримання високоактивного коагулянту для очищення водних потоків [18].

Наприкінці минулого сторіччя в ІЕД НАН України було розроблено схеми двоканальних тиристорних генераторів розрядних імпульсів з амплітудою напруги до 1 кВ, струму до 2 кА, частотою повторення до 2 кГц і потужністю до 500 кВт, які підключалися до двоелектродної розрядної камери. Проте замовники не змогли створити розрядні камери, які були здатні поглинати таку потужність у безперервному режимі роботи. Тому потужність тиристорних генераторів обмежили до 100 кВт. Задля послаблення негативного впливу стохастичного зменшення еквівалентного електричного опору шару гранул на стабільність параметрів розрядних імпульсів і, як наслідок, на збільшення дисперсії розподілу іскроерозійних частинок за розмірами, в розрядних камерах використовувалися імпульсні збурення потоку робочої рідини та його періодична продувка газом. Генератори такої потужності поставлялися для промислових установок науково-виробничого об'єднання (НВО) «Азот» (м. Новомосковськ, Росія), НВО «Ротор» (м. Черкаси, Україна) та Кара-

Балтинського гірсько-рудного комбінату (Киргизія). Згодом конструкторську технічну документацію таких генераторів ІЕД НАН України передав НВО «Ротор» для їх серійного виробництва.

Отже, класичні тиристорні розрядно-імпульсні системи з усіх відомих на сьогоднішній день систем забезпечують найбільшу потужність у навантаженні, вони найменш вразливі до короткочасних зростань розрядного струму до 10 разів внаслідок стохастичного зменшення опору навантаження, але не дозволяють ефективно генерувати імпульси тривалістю менше 20 мкс, що є однією з необхідних умов отримання нанодисперсної фази седиментаційно стійких гідрозолів біологічно активних металів для застосування у рослинництві і тваринництві [13–15].

**Розрядно-імпульсні системи отримання нанодисперсних плазмоерозійних частинок металів.** Одним із можливих шляхів використання тиристорних розрядно-імпульсних систем задля отримання нанодисперсної фази металів і сплавів є залучення додаткової вібраційної активації шару гранул в розрядній камері під час дії на нього імпульсів електричної енергії [13, 28]. Це дає змогу, по-перше, здійснити глибоку високочастотну амплітудну модуляцію імпульсу розрядного струму з тривалістю його мод декілька мікросекунд за рахунок підвищення частоти міграції плазмових каналів по поверхні сусідніх гранул та переключення їх на інші пари гранул. По-друге, знизити напругу електричного пробою окисних плівок на поверхні металевих гранул за рахунок їх механічного руйнування внаслідок взаємного переміщення гранул у їх шарі під дією вібраційної активації, і, як наслідок, можливості зниження амплітуди імпульсів розрядної напруги. По-третє, підвищити еквівалентний опір шару гранул за рахунок збільшення середньої відстані між сусідніми гранулами у їх шарі внаслідок їх коливальних рухів під дією вібраційного впливу. Це призводить до зменшення як амплітуди розрядних струмів, так і пікових значень їх мод. Всі ці фактори разом взяті призводять до зниження енергії та часу існування окремих плазмових каналів між сусідніми гранулами в десятки разів, обмеження їх еволюції передіскровою стадією стримера або лідера і, як наслідок, зменшення на порядки об'єму металу, який випаровується або виплавляється з ерозійних лунок гранул та є джерелом матеріалу для формування ерозійних частинок [28].

Ще однією особливістю додаткової вібраційної активації шару металевих гранул у проходженні крізь нього імпульсів розрядного струму є зменшення діапазону стохастичної зміни його еквівалентного електричного опору, що збільшує стабільність технологічних процесів за таких умов. Всі перераховані вище особливості дозволили спростити навіть найпростіший тиристорний формувач розрядних імпульсів [21], до складу якого крім робочого конденсатора входили тільки зарядний тиристор з дроселем і розрядний тиристор, до пристрою, який складався з робочого конденсатора і тільки одного розрядного тиристора з вузлом примусового запирання [31] (рис. 1).

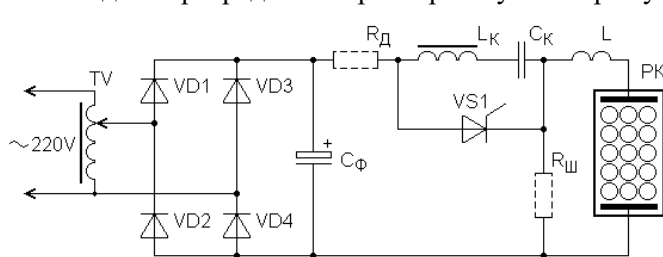


Рис. 1

Однією з основних вимог у процесі розробки генератора, спрощену схему силової частини якого наведено на рис. 1, була мінімальна вартість і кількість комплектуючих та максимальне використання наявних деталей. Такий генератор було розроблено і виготовлено для отримання дослідних партій гідрозолів біологічно активних металів в лабораторних умовах тільки в режимах з додатковою вібраційною активацією шару їх гранул

для Національного університету біоресурсів і природокористування України (НУБіПУ) [14].

Працює він наступним чином. Випрямлена за допомогою однофазного діодного моста ( $VD1$ – $VD4$ ) напруга мережі живлення подається на конденсатор  $C_\phi$ , який одночасно виконує дві функції – конденсатора фільтра і робочого конденсатора. Рівень напруги на ньому плавно регулюється за допомогою автотрансформатора  $TV$ . Відкриття тиристора  $VS1$  дозволяє конденсатору  $C_\phi$  розряджатися через кабель індуктивністю  $L$  (як правило до 2 мкГн) на розрядну камеру  $PK$ , в якій знаходиться шар металевих гранул. Примусове запирання тиристора  $VS1$  [31] здійснюється за рахунок енергії, накопиченої від випрямляча в комутуючому конденсаторі  $C_K$  в момент часу безпосередньо перед відпиранням  $VS1$ . Комутуючий дросель  $L_K$  забезпечує коливальний розряд  $C_K$  через  $VS1$  із запиранням його у момент часу, коли направлений назустріч основному струму від випрямляча струм комутуючого контура за модулем досягає значення меншого значення струму випрямляча на величину струму утримання тиристора [31]. Таким чином, час відкритого стану тиристора  $VS1$



визначається періодом власних коливань контуру  $L_K-C_K-VSI$  і на практиці становить десятки мікросекунд.

Така схема примусової комутації розрахована на елементи зі сталими параметрами [31]. Але еквівалентний опір шару металевих гранул не тільки істотно залежить від струму, що в ньому протікає [24, 25], чи прикладеної напруги, але і стохастично змінюється в широких межах як в рамках одного імпульсу, так і від імпульсу до імпульсу [22, 23]. В цих умовах стабільність роботи пристрою невисока. Ситуацію рятує лише залучення зовнішньої вібраційної активації шару гранул та використання додаткового резистора  $R_D$ , який обмежує значення струму короткого замикання і шунтуючого резистора  $R_{III}$ , який забезпечує шлях протікання струму заряду  $C_K$  у випадку, якщо еквівалентний опір шару гранул стає занадто великим внаслідок його стохастичної зміни. Застосування генератора рис. 1 разом із розрядною камерою та вібраційним столом дало змогу отримати у лабораторіях НУБіПУ дослідні партії седиментаційно стійких нанодисперсних гідрозолей біологічно активних металів *Ag, Cu, Zn, Fe, Mn, Co, Mo* та вивчити ефективність їх використання в рослинництві та тваринництві [14, 15].

Подальший розвиток напівпровідникових розрядно-імпульсних систем отримання нанодисперсних плазмоерозійних частинок металів у напрямку підвищення їх ефективності і стабільності роботи, а також скорочення тривалості розрядних імпульсів відбувався за рахунок заміни тиристорних ключів повністю керованими швидкодіючими біполярними транзисторами з ізольованим затвором (БТІЗ) та зворотнім захисним діодом. В таких пристроях вузол схеми рис. 1  $VSI-C_K-L_K-R_D-R_{III}$  був замінений на один або декілька БТІЗ і нульовий діод задля забезпечення протікання струму вихідного дроселя у разі запирання БТІЗ. Такі генератори створювали та використовували багато дослідників, фактично піднявши на новий рівень схемотехнічні рішення, відомі ще для генераторів розмірної іскроерозійної обробки металевих деталей, силовими ключами в яких були біполярні транзистори [32]. Використання генераторів за такою схемою дало можливість вперше отримати імпульси розрядного струму тривалістю менше 1 мкс і амплітудою понад 40 А і більше [33].

Оскільки переважна більшість силових БТІЗ дозволяє лише двократне короткочасне перевантаження за струмом, то для надійної роботи системи обмеження його амплітуди послідовно з транзистором та з кабелем індуктивністю  $L$  (рис. 1) включено додатковий дросель, який обмежує швидкість наростання розрядного струму. В залежності від конкретних умов роботи транзисторного генератора його індуктивність може складати від 4 до 20 мкГн, в той час як у тиристорних генераторах достатньо індуктивності вихідного кабелю, яка, зазвичай, лежить у межах від 0,5 до 2 мкГн і визначається його конструкцією. Розрядно-імпульсні системи з транзисторними генераторами дають змогу без застосування примусової вібраційної активації шару металевих гранул отримувати ерозійні частинки субмікронних розмірів [33], що дуже важливо, коли неможливо застосувати вібраційний стіл, наприклад, у роботі в криогенних рідинах або з важкими розрядними камерами. При цьому розміри кристалічного ядра частинок становили десятки нанометрів [33].

Стрімкий розвиток БТІЗ з початку 2000-х років призвів до того, що сучасний одиночний модуль таких відомих виробників як Mitsubishi, Infineon та ін. здатен комутувати імпульсні струми амплітудою до 7 кА за напруги до 1,7 кВ з частотами порядку 20 кГц за тривалості відключення менше 0,5 мкс та розсіювати з використанням найсучасніших систем охолодження до 17...20 кВт енергії. За умов, коли шпаруватість розрядних імпульсів не перевищує 10, але більше 2, що при частоті їх повторення 20 кГц відповідає їх тривалості від 5 до 25 мкс, з використанням лише одного такого модуля в розрядному контурі теоретично можливо створювати генератори потужністю порядку 500 кВт. Якщо за умовами технологічного процесу тривалість імпульсів повинна бути менше 5 мкс, максимальна потужність генератора буде меншою.

На наступному етапі розвитку транзисторних генераторів розрядних імпульсів основну увагу було приділено підвищенню стабільності їх основних параметрів, оскільки девіація навіть амплітуди імпульсів розрядних струмів і напруги призводить до збільшення дисперсії розподілу за розмірами ерозійних частинок [34], що знижує їх якість і призводить до додаткового зростання матеріало- і енергоємності процесу їх отримання. Основні принципи підвищення стабільності параметрів розрядних імпульсів полягали у наступному. По-перше, початкові умови на робочому конденсаторі перед кожним його розрядом регулювались з похибкою не більше 3% незалежно від попередніх умов на ньому. Для цього було спроектовано імпульсний транзисторний високочастотний (40 кГц) зарядний пристрій з двоконтурним регулюванням – внутрішній контур за миттєвим значенням зарядного струму, а зовнішній – за миттєвим значенням напруги на робочому конденсаторі [35]. Оскільки частота

зарядних імпульсів в десятки – сотні разів перевищувала частоту розрядних, відповідно їх заряд був значно меншим заряду розрядного імпульсу. Тому регулювання кількості зарядних імпульсів давало можливість з високою точністю стабілізувати напругу заряду робочого конденсатора.

Майже весь час силові транзистори зарядного пристрою працювали в ключовому режимі. Тому порівняно із зарядними пристроями, в яких транзистори працюють в лінійному режимі, це значно підвищило коефіцієнт корисної дії імпульсних пристроїв. Оскільки зовнішній контур регулювання напруги зарядного пристрою працював за релейним алгоритмом [35], тривалість відкритого стану транзисторів у останньому зарядному імпульсі, як правило, була меншою, ніж в решті імпульсів. Це сприяло підвищенню точності регулювання напруги на робочому конденсаторі, з метою подальшого підвищення якої внутрішній контур регулювання за зарядним струмом регулював рівень обмеження його амплітуди, виходячи із різниці поточного і заданого значень напруги на ньому, що детально описано в [36]. Також оператор мав змогу обмежити амплітуду зарядного струму значенням 5 А в режимі «точно» та значенням 17 А в режимі «грубо». В другому режимі швидкість заряду конденсатора була вищою.

По-друге, використання повністю керованих БТІЗ як розрядних ключів на відміну від неповністю керованих тиристорів дозволило з високою точністю регулювати тривалість розрядних імпульсів за стохастичної зміни еквівалентного електричного опору навантаження в широких межах. По-третє, нами вперше для таких систем було залучено другий канал регулювання розрядних імпульсів – за обмеженням їх амплітуди. Ці рішення при аперіодичному розряді робочого конденсатора дозволили зменшити похибки регулювання початкових умов на ньому до 3%, тривалості розрядних імпульсів до 2% і обмежити амплітуду розрядних імпульсів з дискретністю 10 А.

Ще одним аспектом підвищення якості плазмоерозійних седиментаційно стійких гідрозолів біологічно активних металів є зменшення в них питомої частки продуктів електролізного розчинення електродів та електролізу дисперсійного середовища. Задля його реалізації автори вперше для таких систем перейшли від використання уніполярних імпульсів до імпульсів, полярність яких чергується, що в ідеальному випадку постійного опору навантаження теоретично дає змогу усунути постійну складову розрядного струму, яка спричиняє електролізні явища. На практиці через стохастичний характер зміни опору навантаження від імпульсу до імпульсу повної компенсації постійної складової розрядного струму двох послідовних імпульсів не відбувається, але використання імпульсів, полярність яких чергується, дозволяє її знизити в сотні разів порівняно з уніполярними імпульсами. Для цього було спроектовано та виготовлено формувач розрядних імпульсів з використанням мостової схеми.

Спрощену функціональну схему силової частини генератора розрядних імпульсів, який реалізує описані вище функції, показано на рис. 2. Напруга мережі живлення випрямляється діодним мостом  $VD1-VD4$  і відфільтровується від змінної складової конденсатором  $C1$  ємністю 5400 мкФ, для безаварійного підключення якого використовується обмежуючий струм резистор  $R1$ , реле  $K1$  з діодом  $VD5$ , яке замикається системою керування зарядного пристрою (СК ЗП) після досягнення напруги на  $C1$  значення 250 В. Випрямленою напругою на  $C1$  живиться високочастотний мостовий інвертор зарядного пристрою  $VT1-VT4$  із зворотними діодами  $VD6-VD9$ . Для спрощення електромагнітних процесів у трансформаторі  $TV1$  та в обмежуючому зарядний струм дроселі  $L1$  частота комутації  $VT1-VT4$  фіксована та становить 20 кГц. Двоконтурна СК ЗП керує інвертором за описаними вище алгоритмами та плавно регулює напругу заряду робочого конденсатора в діапазоні від 20 до 600 В. Резистор  $R2$  є датчиком вхідного струму інвертора.

Діодна група  $VD10-VD14$  являє собою високочастотний випрямляч, через який заряджається робочий конденсатор  $C3$ . Розрядний пристрій (РП) утворюють БТІЗ  $VT5-VT8$ , включені за мостовою схемою. Такий підхід формує розрядні імпульси як позитивної, так негативної полярності, а також полярності, яка чергується. Система керування розрядним пристроєм (СК РП) реалізує описані вище алгоритми як в циклі автоматичного повторення, так і в режимі очікування, забезпечує регулювання частоти розрядних імпульсів в діапазоні від 0,1 Гц до 10 кГц, їх тривалості від 0,5 до 500 мкс, амплітуди розрядного струму від 20 до 2047 А. Також вона запобігає виникненню аварійних режимів і сигналізує про недозволені комбінації параметрів.

Навіть у режимі коротких (до 5 мкс) імпульсів генератор дає змогу розвивати потужність у навантаженні більше 3 кВт протягом тривалого часу, що більш ніж достатньо для отримання дослідних партій порошків сплавів, гідрозолів біологічно активних металів і об'ємів очищеної води.

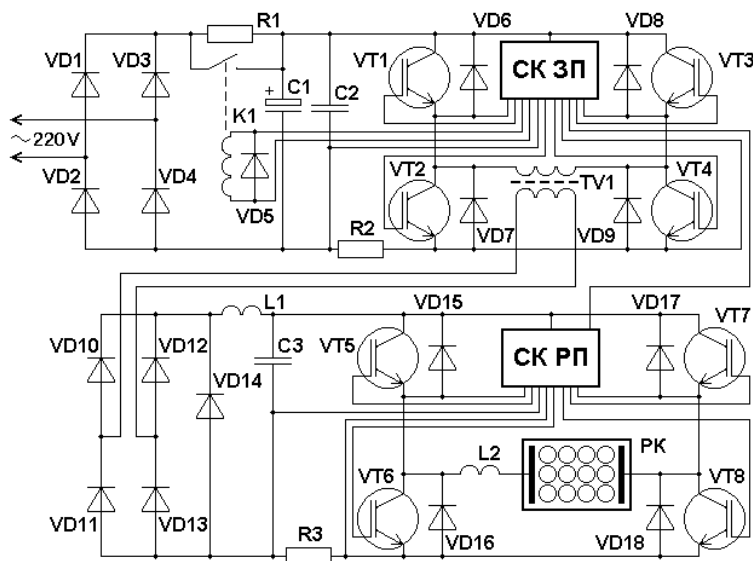


Рис. 2

В режимах з тривалістю імпульсів більше 15 мкс генератор розвивав потужність до 15 кВт. За потреби цей показник можна збільшити. Таким чином, з усіх розглянутих генератор на рис. 2 є найбільш функціональним, універсальним і найкращим чином підходить для лабораторних досліджень. Зворотною стороною цього є його велика складність і висока питома вартість на одиницю потужності.

**Заключення.** 1. На відміну від релаксаційних і газорозрядних генераторів тиристорні генератори дозволили вперше досягти потужностей до 50 кВт на чарунку. Це дало змогу реалізувати промислове виробництво гідроксиду і оксиду алюмінію, порошків дисперсно-зміцнених жаропрочних сплавів, а також очищення промислових стоків

від іонів важких металів та ін. Всі відомі заходи по зменшенню тривалості розрядних імпульсів тиристорних генераторів дозволили отримати найменшу тривалість розрядних імпульсів на рівні приблизно 20 мкс за умов достатньої продуктивності процесу. Проте цього виявилось недостатньо для отримання значної частки нанодисперсної фракції ерозійних частинок у виробництві седиментаційно стійких гідрозолів біологічно активних металів. Застосування примусової вібраційної активації шару гранул в процесі їх плазмоерозійного диспергування вирішує проблеми виробництва дослідних партій таких гідрозолів системами з тиристорними генераторами розрядних імпульсів.

2. Використання транзисторних генераторів розрядних імпульсів дозволило вперше скоротити їх тривалість до одиниць мікросекунд і менше без критичної втрати продуктивності процесу отримання субмікронних ерозійних частинок. Це дало змогу відмовитися від примусової вібраційної активації шару гранул в ряді технологічних процесів. Також застосування транзисторів як повністю керованих височастотних ключів дозволяє керувати початковими умовами на робочому конденсаторі незалежно від стохастичної зміни еквівалентного електричного опору навантаження в широких межах з похибкою менше 3%, а тривалістю розрядних імпульсів – з похибкою менше 2%.

3. Залучення транзисторів реалізує нові алгоритми керування параметрами розрядних імпульсів, проте коефіцієнт їх використання за струмом нижчий, ніж тиристорів. Це призводить до підвищення питомої на одиницю потужності вартості транзисторних генераторів. Одним із шляхів підвищення техніко-економічних показників транзисторних генераторів імпульсів може бути їх спеціалізація під конкретні технологічні процеси.

*Роботу виконано за держбюджетною темою «Розроблення теорії та принципів побудови енергоефективних перетворювальних пристроїв стабілізації та регулювання параметрів електромагнітної енергії для систем живлення сучасних електротехнологічних комплексів» (шифр «Сигма-Ш4»). Державний реєстраційний номер 0117U000291.*

1. Асанов У.А., Цой А.Д., Щерба А.А., Казекин В.И. Электроэрозионная технология соединений и порошков металлов. Фрунзе: Илим, 1990. 256 с.

2. Perekos A.E., Chernenko V.A., Bunayev S.A., Zalutskiy V.P., Ruzhitskaya T.V., Boitsov O.F., Kakazei G.N. Structure and Magnetic Properties of Highly Dispersed Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark-erosion. *Journal of Applied Physics*. 2012. Vol. 112. Pp. 093909-1 – 093909-7. DOI: <https://dx.doi.org/10.1063/1.4764017>.

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

4. Hong J.I., Parker F.T., Solomon V.C., Madras P., Smith D.J., Berkowitz A.E. Fabrication of spherical particles with mixed amorphous/crystalline nanostructured cores and insulating oxide shells. *J. Mater. Res.* 2008.

Vol. 23. Issue 06. P. 1758–1763. DOI: <https://doi.org/10.1557/JMR.2008.0199>

5. Solomon V.C., McCartney M., Tang Y.J., Berkowitz A.E., O'Handley R.C., Smith D.J. Magnetic domain configurations in spark-eroded ferromagnetic shape memory *Ni-Mn-Ga* particles. *Appl. Phys. Lett.* 2005. Vol. 86. P. 192503-1 – 192503-3. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.1925319>

6. Liu Y., Zhu K., Li X., Lin F., Li Y. Analysis of multi-scale *Ni* particles generated by ultrasonic aided electrical discharge erosion in pure water. *Advanced Powder Technology.* 2018. Vol. 29. Issue 4. Pp. 863–873. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apt.2018.01.003>

7. Berkowitz A.E., Hansen M.F., Parker F.T., Vecchio K.S., Spada F.E., Lavernia E.J., Rodriguez R. Amorphous soft magnetic particles produced by spark erosion. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials.* 2003. Vol. 254–255. Pp. 1–6. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0304-8853\(02\)00932-0](https://doi.org/10.1016/S0304-8853(02)00932-0)

8. Dvornik M.I. Nanostructured WC–Co particles produced by carbonization of spark eroded powder: Synthesis and characterization. *Int. Journal of Refractory Metals & Hard Materials.* 2010. Vol. 28. Issue 4. Pp. 523–528. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijrmhm.2010.02.011>

9. Monastyrsky G.E., Yakovenko P.A., Kolomytsev V.I., Koval Yu.N., Shcherba A.A., Portier R. Characterization of spark-eroded shape memory alloy powders obtained in cryogenic liquids. *Materials Science and Engineering: A.* 2008. Vol. 481–482. Pp. 643–646. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.msea.2006.12.213>

10. Danilenko N.B., Savelev G.G., Yavorovskii N.A., Khaskel'berg M.B., Yurmazova T.A., Shamanskii V.V. Water purification to remove As(V) by electropulse treatment of an active metallic charge. *Russian Journal of Applied Chemistry.* 2005. Vol. 78. No 10. Pp. 1631–1635.

11. Даниленко Н.Б., Галанов А.И., Корнев Я.И., Балухтин П.В., Шиян Л.Н., Юрмазова Т.А., Яворовский Н.А., Савельев Г.Г. Применение импульсных электрических разрядов в водных растворах для получения наноматериалов и их использование для очистки воды. *Нанотехника.* 2006. № 4(8). С. 81–90.

12. 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>.

13. Щерба А.А., Захарченко С.Н., Лопатько К.Г., Афтандиянц Е.Г. Применение объемного электроискрового диспергирования для получения седиментационно устойчивых гидрозолей биологически активных металлов. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України.* 2009. Вып. 22. С. 74–79.

14. Лопатько К.Г., Мельничук М.Д. Фізика, синтез та біологічна функціональність нанорозмірних об'єктів. К.: Видавничий центр НУБіП України, 2013. 297с.

15. Борисевич В.Б., Каплуненко В.Г., Косинов Н.В., Борисевич Б.В. Наноматериалы и нанотехнологии в ветеринарной практике. К.: ВД «Авіцена», 2012. 512 с.

16. Щерба А.А. Установка электроэрозионного диспергирования токопроводящих материалов. *Техническая электродинамика.* 1990. № 3. С. 88–92.

17. Щерба А.А. Тиристорные системы электропитания технологических установок с параметрической стабилизацией выходных характеристик. *Сборник научных трудов «Преобразование и стабилизация параметров электрической энергии».* Киев: Институт электродинамики НАН Украины, 1996. С.18–27.

18. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Shevchenko N.I., Suprunovskaya N.I. Thyristor Discharge Pulse Generator with Controllable Parameters for Thechnological System for Volumetric Electric Spark Dispersion of Metal Granules. *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність».* 2005. Ч. 1. С. 57–60.

19. Щерба А.А. Принципы построения и стабилизации параметров полупроводниковых электроимпульсных систем электроискрового диспергирования слоя токопроводящих материалов. *Сборник научных трудов. «Стабилизация параметров электрической энергии».* Киев: Институт электродинамики АН Украины, 1991. С. 12 – 30.

20. Щерба А.А. Основные принципы построения многофазных стабилизированных источников питания установок электроэрозионного диспергирования металлов в жидкости. III-ая всесоюзная конференция «Проблемы преобразовательной техники». Киев, Украина. 1983. Ч. 5. С. 59–62.

21. Захарченко С.Н. Особенности электромагнитных процессов в установках искроэрозионной коагуляции для систем водоподготовки тепловых сетей и агрегатов. *Новини енергетики.* 2012. № 6. С. 41–48.

22. Захарченко С.М. Статистичні дослідження еквівалентного електричного опору гетерогенного струмопровідного середовища при його електроерозійній обробці на прикладі гранул алюмінію у воді. *Науковий вісник Національного гірничого університету.* 2013. №1 (133). С. 62–67.

23. Щерба А.А., Супруновская Н.И., Иващенко Д.С. Определение вероятностных свойств электрических характеристик цепей электроразрядных установок с учетом стохастически изменяющихся их параметров. *Технічна електродинаміка.* 2019. № 4. С. 3–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2019.04.003>

24. Шидловская Н.А., Захарченко С.Н., Черкасский А.П. Нелинейно-параметрическая модель электрического сопротивления гранулированных токопроводящих сред для широкого диапазона изменений приложенного напряжения. *Технічна електродинаміка.* 2014. № 6. С. 3–17.

25. Щерба А.А., Супруновская Н.И., Иващенко Д.С. Моделирование нелинейного сопротивления

електроискровой нагрузки для синтеза цепи разряда конденсатора по временным характеристикам. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 3. С. 12–18.

26. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П. Параметрична модель опору плазмоерозійного навантаження, адекватна в широкому діапазоні змін прикладеної напруги. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 3–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.03.003>

27. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Suprunovskaya N.I., Shevchenko N.I. The influence of repetition rate of discharge pulses on electrical resistance of current-conducting granular layer during its electric-spark treatment. *Технічна електродинаміка*. 2006. № 2. С. 10–14.

28. Захарченко С.Н. Повышение эффективности получения ультрадисперсных частиц металлов объемным электроэрозионным диспергированием их гранул в жидкости. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 1. С. 16–23.

29. Шидловский А.К., Супруновская Н.И. Энергетические процессы в электрических цепях разрядноимпульсных установок с емкостным накопителем энергии при ограничении длительности его разряда на электроискровую нагрузку и ненулевых начальных условиях. *Технічна електродинаміка*. 2010. № 1. С. 42–48.

30. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A. Transient Analysis in Circuits of Electric Discharge Installations with Voltage Feedback taking into Account the Recovery Time of Locking Properties their Semiconductor Switches. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 3. С. 43–47. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.03.043>

31. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. К.: Вища школа, 1983. 431 с.

32. Лившиц А.Л., Отто М.Ш. Импульсная электротехника. М.: Энергоиздат, 1983. 352 с.

33. Захарченко С.Н., Кондратенко И.П., Перекос А.Е., Залуцкий В.П., Козырский В.В., Лопатько 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.

34. Щерба А.А., Захарченко С.М., Супруновська Н.І., Шевченко Н.І., Монастирський Г.Є., Перетятко Ю.В., Петрученко О.В. Стабілізація режимів електротехнологічних систем для отримання іскроерозійних мікро- та нанопорошків. *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Силова електроніка та енергоефективність»*. 2006. Ч. 1. С. 120–123.

35. Захарченко С.Н., Руденко Ю.В. Сравнительный анализ алгоритмов импульсного заряда емкостных накопителей энергии для систем плазмоэрозионной обработки гетерогенных токопроводящих сред. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2014. Вип. 37. С. 100–108.

36. Захарченко С.Н., Руденко Ю.В., Черкасский А.П. Повышение точности регулирования напряжения на емкостных накопителях энергии систем импульсной плазмоэрозионной обработки гетерогенных токопроводящих сред. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 6. С. 30–37. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.06.030>

УДК 621.314: 621.373.54: 621.3.011.72: 621.3.014.14

## РАЗВИТИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ РАЗРЯДНО-ИМПУЛЬСНЫХ СИСТЕМ ОБРАБОТКИ ГРАНУЛИРОВАННЫХ ТОКОПРОВОДЯЩИХ СРЕД

**Н.А. Шидловская**, чл.-корр. НАН Украины, **С.Н. Захарченко**, докт.техн.наук,  
**Институт электродинамики НАН Украины,**  
**пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.**  
**E-mail:** [shydlovska@ied.org.ua](mailto:shydlovska@ied.org.ua), [snzakhar@ukr.net](mailto:snzakhar@ukr.net)

*Приведен анализ эволюции полупроводниковых разрядно-импульсных систем обработки гранулированных токопроводящих сред. Описаны основные типы тиристорных генераторов разрядных импульсов, особенности их работы, преимущества и недостатки. Проанализированы методы повышения стабильности параметров и уменьшения длительности разрядных импульсов тиристорных генераторов. Показаны пути повышения удельной доли нанодисперсных и субмикронных эрозионных частичек, полученных с помощью тиристорных разрядно-импульсных систем. Описано развитие транзисторных генераторов разрядных импульсов, приведены их преимущества и недостатки. Приведены алгоритмы управления транзисторными генераторами импульсов, которые позволяют уменьшить их нестабильность, и представлена схема такого генератора. Показаны пути повышения технико-экономических показателей транзисторных генераторов импульсов. Библ. 36, рис. 2.*

**Ключевые слова:** разрядно-импульсные системы, тиристорные генераторы, транзисторные генераторы, искро- и плазмоэрозионная обработка, гранулированные токопроводящие среды



## PROGRESS OF SEMICONDUCTOR DISCHARGE-PULSE SYSTEMS FOR PROCESSING GRANULAR CONDUCTIVE MEDIA

N.A. Shydlovska, S.M. Zakharchenko

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: [shydlovska@ied.org.ua](mailto:shydlovska@ied.org.ua), [snzakhar@ukr.net](mailto:snzakhar@ukr.net)

An analysis of the evolution of semiconductor discharge-pulse systems for processing granular conductive media is given. The main types of thyristor generators of discharge pulses, the features of their operation, advantages and disadvantages are described. The methods of increasing the stability of parameters and reducing the duration of the discharge pulses of thyristor generators are analyzed. The ways of increasing the specific fraction of nanodispersed and submicron erosion particles obtained using thyristor discharge-pulse systems are shown. The development of transistor discharge pulse generators is described and their advantages and disadvantages are given. Algorithms for controlling transistor pulse generators, which make it possible to reduce their instability and a circuit of such generator are given. The ways of increasing the technical and economic indicators of transistor pulse generators are shown. References 36, figures 2.

**Keywords:** discharge-pulse systems, thyristor generators, transistor generators, spark and plasma erosion treatment, granular conductive media

1. Asanov U.A., Tsoj A.D., Shcherba A.A., Kazekin V.I. Electroerosive technology of interconnections and powders of metals. Frunze: Ilym, 1990. 256 p. (Rus)
2. Perekos A.E., Chernenko V.A., Bunayev S.A., Zalutskiy V.P., Ruzhitskaya T.V., Boitsov O.F., Kakazei G.N. Structure and Magnetic Properties of Highly Dispersed Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark-erosion. *Journal of Applied Physics*. 2012. Vol. 112. Pp. 093909-1 – 093909-7. DOI: <https://dx.doi.org/10.1063/1.4764017>.
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 performance. *Nanotechnology*. 2012. Vol. 23. P. 415604-1 – 415604-7. DOI: <https://doi.org/10.1088/0957-4484/23/41/415604>
4. Hong J.I., Parker F.T., Solomon V.C., Madras P., Smith D.J., Berkowitz A.E. Fabrication of spherical particles with mixed amorphous/crystalline nanostructured cores and insulating oxide shells. *J. Mater. Res.* 2008. Vol. 23. Issue 06. P. 1758–1763. DOI: <https://doi.org/10.1557/JMR.2008.0199>
5. Solomon V.C., McCartney M., Tang Y.J., Berkowitz A.E., O'Handley R.C., Smith D.J. Magnetic domain configurations in spark-eroded ferromagnetic shape memory Ni-Mn-Ga particles. *Appl. Phys. Lett.* 2005. Vol. 86. P. 192503-1 – 192503-3. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.1925319>
6. Liu Y., Zhu K., Li X., Lin F., Li Y. Analysis of multi-scale Ni particles generated by ultrasonic aided electrical discharge erosion in pure water. *Advanced Powder Technology*. 2018. Vol. 29. Issue 4. Pp. 863–873. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apt.2018.01.003>
7. Berkowitz A.E., Hansen M.F., Parker F.T., Vecchio K.S., Spada F.E., Lavernia E.J., Rodriguez R. Amorphous soft magnetic particles produced by spark erosion. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2003. Vol. 254–255. Pp. 1–6. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0304-8853\(02\)00932-0](https://doi.org/10.1016/S0304-8853(02)00932-0)
8. Dvornik M.I. Nanostructured WC–Co particles produced by carbonization of spark eroded powder: Synthesis and characterization. *Int. Journal of Refractory Metals & Hard Materials*. 2010. Vol. 28. Issue 4. Pp. 523–528. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijrmhm.2010.02.011>
9. Monastyrsky G.E., Yakovenko P.A., Kolomytsev V.I., Koval Yu.N., Shcherba A.A., Portier R. Characterization of spark-eroded shape memory alloy powders obtained in cryogenic liquids. *Materials Science and Engineering: A*. 2008. Vol. 481–482. Pp. 643–646. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.msea.2006.12.213>
10. Danilenko N.B., Savelev G.G., Yavorovskii N.A., Khaskel'berg M.B., Yurmazova T.A., Shamanskii V.V. Water purification to remove As(V) by electropulse treatment of an active metallic charge. *Russian Journal of Applied Chemistry*. 2005. Vol. 78. No 10. Pp. 1631–1635.
11. Danilenko N.B., Galanov A.I., Kornev Ya.I., Balukhtin P.V., Shyian L.N., Yurmazova T.A., Yavorovskii N.A., Savelev G.G. Application of pulsing electric discharges in aqueous solutions for production of nano-size materials and their use for water purification. *Nanotekhnika*. 2006. No 4(8). Pp. 81–90. (Rus)
12. 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>
13. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Lopatko K.G., Aftandilyants E.G. Application of volume electric spark dispersion for production steady to sedimentation hydrosols of biological active metals. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2009. Issue 22. Pp. 74–79. (Rus)
14. Lopatko K.G., Melnichuk M.D. Physics, synthesis and biological functionality of nanosize objects. Kyiv: Vidavnychij centr Natsionalnogo Universitetu Bioresursiv i Priridokoristuvannya Ukraini, 2013. 297 p. (Ukr)
15. Borisevich V.B., Kaplunenko V.G., Kosinov N.V., Borisevich B.V. and all. Nanomaterials and nanotechnology in veterinary practice. Kyiv: Avitsena, 2012. 512 p. (Rus)
16. Shcherba A.A. Installation of electroerosive dispersion of conductive materials. *Tekhnicheskaya Elektrodinamika*. 1990. No 3. Pp. 88–92. (Rus)

17. Shcherba A.A. Thyristor power supply systems of technological plants with parametric stabilization of output characteristics. *Sbornik nauchnykh trudov Preobrazovaniye i stabilizatsiya parametrov elektricheskoy energii*. Kiev: Institut elektrodinamiki Natsionalnoy Akademii nauk Ukrainy, 1996. P. 18–27. (Rus)
18. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Shevchenko N.I., Suprunovskaya N.I. Thyristor Discharge Pulse Generator with Controllable Parameters for Thechnological System for Volumetric Electric Spark Dispersion of Metal Granules. *Tekhnichna Elektrodynamika. Tematychnyi vypusk Sylova elektronika ta enerhoefektyvnist*. 2005. Part 1. Pp. 57–60.
19. Shcherba A.A. Principles of construction and stabilization of parameters of semi-conductor electro-pulse systems for electro-spark dispersion of current-conducting materials layer. *Sbornik nauchnykh trudov. Stabilizatsiia parametrov elektricheskoi energii*. Kiev: Institut elektrodinamiki Akademii nauk Ukrainy, 1991. Pp. 12 – 30. (Rus)
20. Shcherba A.A. The basic principles of the construction of multiphase stabilized power supplies for installations of electroerosive dispersion of metals in liquids. III-rd All-Union Conference *Problemy preobrazovatelnoy tekhniki*. Kiev, Ukraine, 1983. Part 5. Pp. 59–62. (Rus)
21. Zakharchenko S.N. Features of electromagnetic processes in the installations of spark erosion coagulation for water treatment systems of heat networks and units. *Novyny Enerhetyky*. 2012. No 6. Pp. 41–48. (Rus)
22. Zakharchenko S.M. Statistical Research of Equivalent Electric Resistance of the Heterogeneous Current-carrying Medium at its Electroerosive Processing on an Example of Granules of Aluminum in Water. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho hirnychoho universytetu*. 2013. No 1 (133). Pp. 62–67. (Ukr)
23. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Ivashchenko D.S. Determination of Probabilistic Properties of Electrical Characteristics of Circuits of Electric Discharge Installations taking into Account their Stochastically Changing Parameters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 4. Pp. 3–11. (Rus)  
DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2019.04.003>
24. Shydlovskaya N.A., Zakharchenko S.N., Cherkasskyi A.P. Nonlinear-parametrical Model of Electrical Resistance of Current-Carrying Granulated Mediums for a Wide Range of Applied Voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 6. Pp. 3–17. (Rus)
25. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Ivashchenko D.S. Modeling of Nonlinear Resistance of Electro-spark Load for Synthesis of Discharge Circuit of Capacitor by Time Parameters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 3. Pp. 12–18. (Rus)
26. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskyi O.P. Parametric Model of Plasma-erosive Load, Adequate in the Wide Range of Change of Applied Voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 3–12. (Ukr)  
DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2017.03.003>
27. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Suprunovskaya N.I., Shevchenko N.I. The influence of repetition rate of discharge pulses on electrical resistance of current-conducting granular layer during its electric-spark treatment. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2006. No 2. Pp. 10–14.
28. Zakharchenko S.M. Increase of Efficiency of Obtaining of Ultradispersive Metals Particles by Volume Electroerosive Dispersion their Granules in a Liquid. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 1. Pp. 16–23. (Rus)
29. Shidlovskii A.K., Suprunovskaya N.I. Energy processes in the electrical circuits of discharge-pulse installations with a capacitive energy storage device while limiting the duration of its discharge to the spark load and non-zero initial conditions. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 1. Pp. 42–48. (Rus)
30. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Shcherba M.A. Transient Analysis in Circuits of Electric Discharge Installations with Voltage Feedback taking into Account the Recovery Time of Locking Properties their Semiconductor Switches. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 3. Pp. 43–47. DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2018.03.043>
31. Rudenko V.S, Senko V.I, Chizhenko I.M. Conversion techniques. Kyiv: Vyscha shkola, 1983. 431 p. (Rus)
32. Livshitz A.L., Otto M.Sh. Pulse Electrical Engineering. Moskva: Energoatomizdat, 1983. 352 p. (Rus)
33. Zakharchenko S.N., Kondratenko I.P., Perekos A.E., Zalutsky V.P., Kozyrsky V.V., Lopatko K.G. Influence of discharge pulses duration in a layer of iron granules on the size and structurally-phase conditions of its electroerosion particles. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2012. Vol. 6. No 5 (60). Pp. 66–72. (Rus)
34. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Suprunovskaya N.I., Shevchenko N.I., Monastirskiy G.E., PeretyatkoYu.V., Petruchenko O.V. Stabilization of modes of electrotechnological systems of obtaining spark-eroded micro and nano powders. *Tekhnichna Elektrodynamika. Tematichnyi vypusk Silova elektronika ta energoefektyvnist*. 2006. Vol. 1. Pp. 120-123. (Rus).
35. Zakharchenko S.N., Rudenko Yu.V. Comparative analysis of capacitors pulse charge algorithms at the systems of plasma-erosive treatment for heterogenic current-conductive mediums. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2014. Issue 37. Pp. 100–108. (Rus).
36. Zakharchenko S.N., Rudenko Yu.V., Cherkassky A.P. Improving the Accuracy of the Voltage Regulation in the Capacitive Energy Storage Devices for Pulse Plasma-erosion Treatment Systems of Heterogeneous Conductive Media. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 6. Pp. 30–37. (Rus). DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2016.06.030>

Надійшла 21.02.2020

Остаточний варіант 17.04.2020

## ЦИРКУЛЯЦІЯ МЕТАЛЕВОГО РОЗПЛАВУ В ІНДУКЦІЙНІЙ КАНАЛЬНІЙ ПЕЧІ ПРИ ФАЗОВОМУ КЕРУВАННІ НАПРУГАМИ ЖИВЛЕННЯ

Ю.М. Гориславець<sup>\*</sup>, докт. техн. наук, О.І. Глухенький<sup>\*\*</sup>, канд. техн. наук,

О.І. Бондар<sup>\*\*\*</sup>, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

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

e-mail: [ugoris@ied.org.ua](mailto:ugoris@ied.org.ua), [gai56@ied.org.ua](mailto:gai56@ied.org.ua), [oleksii.bondar@ied.org.ua](mailto:oleksii.bondar@ied.org.ua)

*Представлено математичну модель, що описує взаємопов'язані електромагнітний і гідродинамічний процеси в індукційній каналній печі. Модель являє систему рівнянь магнітної гідродинаміки, яка включає в себе інтегродиференціальні рівняння для електромагнітного поля у разі заданих напруг на індукторах печі та рівняння гідродинаміки у вигляді рівнянь Нав'є-Стокса, записаних для стаціонарної турбулентної течії з використанням к-ε моделі турбулентності. На прикладі двофазної каналної печі розглянуто вплив фазового кута зсуву між напругами, що живлять індуктори печі, на структуру та інтенсивність руху рідкого металу в каналах. Визначено значення цього кута, які забезпечують максимальну витрату транзитної течії розплаву в каналах. Бібл. 3, рис. 3.*

**Ключові слова:** індукційна канална піч, система електроживлення, математичне моделювання.

Індукційні каналні печі, як відомо, широко використовуються для плавлення як чорних, так і кольорових металів. У порівнянні з іншим плавильним обладнанням такі печі мають значні переваги. Вони забезпечують мінімальне окислення та випаровування металу, так як його нагрівання відбувається знизу. Завдяки використанню замкнутого магнітопровода у них досить високий електричний ККД. Окрім того, вони мають також високий тепловий ККД, оскільки основна маса розплаву знаходиться у ванні, що має товсту теплоізоляційну футеровку. Завдяки циркуляції розплаву, зумовленої електродинамічними і термогравітаційними силами, вони забезпечують достатньо високу однорідність хімічного складу металу. Така циркуляція сприяє також прискоренню процесу плавлення [1].

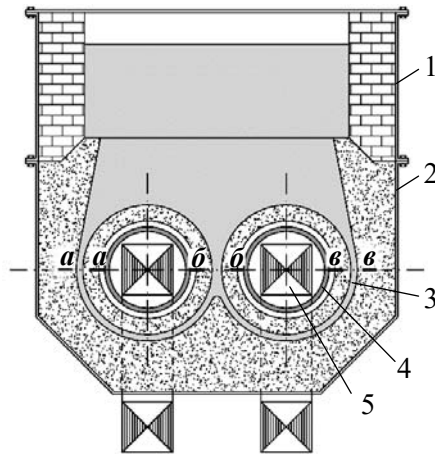


Рис. 1

В електромагнітному відношенні індукційна канална піч подібна силовому трансформатору, що працює в режимі короткого замикання. На рис. 1 наведено ескіз одного із варіантів конструктивного виконання такої печі, а саме: двофазну піч типу ІЛК-1,2, що призначена для плавлення міді та різноманітних сплавів на її основі [2]. Піч складається з облицьованої жароміцною цеглою ванни 1, в якій знаходиться основна маса розплаву, і індукційного блоку 2, що знаходиться під ванною. Саме цей блок і є тим умовним трансформатором, вторинна обмотка якого являє собою короткозамкнений виток 3 рідкого металу. У цьому каналі за допомогою котушки (індуктора) 4 із замкнутим магнітопроводом 5 наводиться електричний струм, який нагріває рідкий метал. Піч на рис. 1 має у своєму складі два канали та два незалежні індуктори, які зазвичай живляться різними фазами напругами.

В індукційній каналній печі, як видно з її конструктивних особливостей, об'єми, де виділяється тепло та знаходиться метал, що підлягає плавленню, просторово роз'єднані. Оскільки основна частина тепла в печі виділяється в каналах, а плавлення здійснюється у ванні, температура металу в каналах завжди вища, ніж у ванні. Різниця цих температур, яку ще називають перегрівом металу в каналах, залежить від потужності печі. Чим більша потужність, тим більший перегрів металу в каналах. Для печей, що плавлять мідь, різниця між максимальною температурою металу в каналах і середньою температурою у ванні може сягати 150 °С [3]. Виходячи з наведеного, важливою задачею для таких печей є забезпечення ефективного теплообміну між каналами та ванною печі. За недостатньою інтенсивністю передачі

© Гориславець Ю.М., Глухенький О.І., Бондар О.І., 2020

ORCID ID: \* <https://orcid.org/0000-0003-1668-4972>; \*\* <https://orcid.org/0000-0001-5053-5677>

\*\*\* <https://orcid.org/0000-0002-1678-8862>

тепла метал в каналній частині печі перегрівается, що призводить до завищених втрат енергії та передчасного виходу печі з ладу.

Одним з найбільш дієвих засобів інтенсифікації зазначених процесів є створення в кожному каналі печі транзитної (наскрізної) течії рідкого металу, за якою метал з ванни надходить в канал через одне гирло, а залишає його через інше. Такий рух металу дає змогу істотно знизити перегрів металу в каналах по відношенню до ванни, що, в свою чергу, призводить до збільшення ресурсу роботи печі, підвищення її ККД та зниження питомих витрат електроенергії.

Слід зазначити, що рух рідкого металу в каналах індукційної печі, у загальному випадку, в основному визначається електромагнітними силами та в меншій мірі – термогравітаційними. Останні –пропорційні різниці густини нагрітих і холодних шарів розплаву в каналі та ванні печі. Електромагнітні сили виникають за взаємодії індукованих в рідкому металі струмів із власним магнітним полем та полем розсіювання індуктора. Розподіл і значення цих сил залежать від багатьох чинників, серед яких визначальними є геометрична форма каналу та глибина проникнення електромагнітного поля в метал  $\epsilon$ , точніше – величина  $\epsilon/\Delta$  ( $\Delta$  – товщина каналу). Для багатофазних індукційних блоків зазначений розподіл залежить також від системи живлення печі.

Максимальні електромагнітні зусилля в каналах виникають в місцях, де є значна кривизна або розтікання (розпушування) ліній струму. Зі збільшенням кривизни цих ліній рівень зусиль в місці їхнього вигину (повороту) зростає. Ділянками каналів, де є подібні вигини струму, а отже, і значні зусилля, є гирла каналів, тобто зони з'єднання (стикування) каналів з ванною печі, а також зони стикування каналів між собою. Під дією цих сил в таких "активних" зонах виникає вихровий рух, який залучає до себе також частину металу, що знаходиться як в каналах, так і у ванні печі. Якщо, наприклад, інтенсивність вихорів в обох гирлах каналу різна, то це може призвести до виникнення транзитного руху металу в ньому. Істотно посилити такий рух можна за рахунок штучного збільшення кривизни ліній струму в одному гирлі і зменшення її в іншому. Цього можна досягти як зміною конфігурації каналів, так і зміною шляхів протікання індукованого струму в каналах за рахунок використання різних систем електроживлення печі.

**Метою** цієї роботи є визначення впливу фазового кута зсуву між напругами, що живлять індукційну каналну піч, на структуру та інтенсивність вихрового руху рідкого металу в ній. Дослідження цього питання проводилося на прикладі двофазної каналної печі шляхом тривимірного математичного моделювання взаємопов'язаних електромагнітних і гідродинамічних процесів, які описуються рівняннями магнітної гідродинаміки, що включають в себе рівняння електродинаміки (електромагнітного поля) та гідродинаміки.

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

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

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

де  $\omega$  – кругова частота;  $\sigma$  – питома електропровідність;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м;  $\mu_r$  – відносна магнітна проникність відповідної розрахункової області;  $\mathbf{u}$  – швидкість рідкого металу;  $\dot{\mathbf{J}}_e$  – густина зовнішнього струму;  $\dot{U}$ ,  $\dot{I}$ ,  $R_{AC}$ ,  $w$ ,  $S_i$  і  $V_i$  – напруга, струм, активний опір, число витків, площа поперечного перерізу і об'єм індуктора;  $\dot{\Psi} = \frac{w}{S_i} \int_{V_i} \dot{A}_r dV$  – потокозчеплення індуктора з густиною струму в перерізі індуктора  $\dot{J}_e = Iw / S_i$ ,  $\dot{A}_r$  – тангенціальна відносно індуктора компонента векторного потенціалу.

Гідродинамічний процес описувався диференціальними рівняннями Нав'є-Стокса для стаціонарної турбулентної течії з використанням k- $\epsilon$  моделі турбулентності

$$\rho_m(\mathbf{u} \cdot \nabla)\mathbf{u} = -\nabla p + \nabla \cdot (\eta_{ef} \nabla \mathbf{u}) + \mathbf{f}; \quad (3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{u} = 0, \quad (4)$$

де  $\rho_m$  – густина рідкого металу,  $p$  – тиск,  $\eta_{ef}$  – коефіцієнт ефективної динамічної в'язкості металу, розрахований відповідно до прийнятої моделі турбулентності,  $\mathbf{f}$  – питома електромагнітна сила в рідкому металі, обчислена за результатами розрахунку електромагнітної задачі як

$$\mathbf{f} = 0,5 \operatorname{Re}(\mathbf{J} \times \mathbf{B}), \quad (5)$$

де  $\mathbf{J} = \sigma(-\nabla\phi - j\omega\mathbf{A} + \mathbf{u} \times \mathbf{B})$  – густина струму в рідкому металі;  $\mathbf{B}$  – спряжений комплекс індукції магнітного поля,  $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$ .

Внаслідок симетрії фізичних процесів в печі відносно вертикальної площини, що проходить через середину поперечних перерізів каналів, задача розв'язувалася в тривимірній декартовій системі координат для однієї половини об'єму печі. Вихідні дані приймалися такими. Об'єм розплавленого металу (міді) у ванні печі складав  $(1,04 \times 0,67 \times 0,45) \text{ м}^3$ , в каналах індукційного блоку –  $0,04 \text{ м}^3$ ; внутрішній діаметр каналів (короткозамкнених "витків") –  $0,51 \text{ м}$ , їхній поперечний переріз –  $(25 \times 100) \text{ мм}^2$ ; розміри кожного індуктора: середній діаметр –  $0,32 \text{ м}$ , довжина –  $0,62 \text{ м}$ , число витків індуктора –  $w = 47$ ; частота і напруга живлення –  $\nu = 50 \text{ Гц}$  і  $U = 500 \text{ В}$ ; відносна магнітна проникність магнітопроводів приймалася постійною  $\mu_r = \mu_{Fe} = 1000$ .

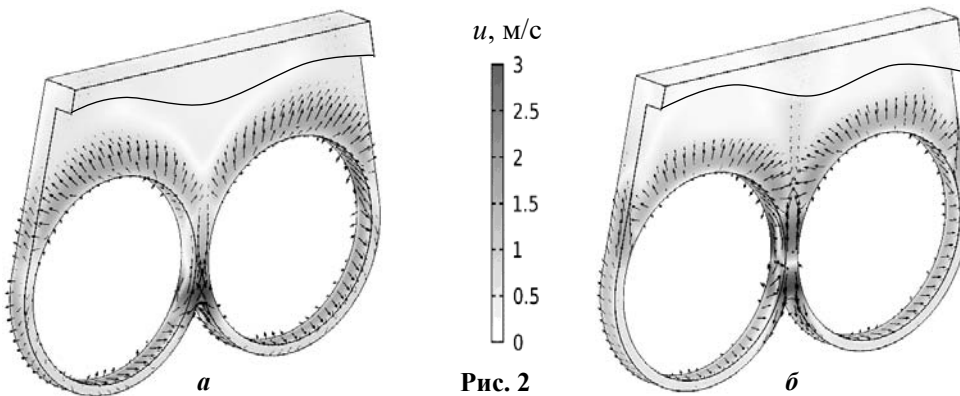


Рис. 2

На рис. 2 показано отримані в результаті проведеного моделювання розподіли швидкості руху рідкого металу в каналах печі для двох значень фазового кута зсуву між напругами на індукторах  $\psi = 0$  (рис. 2, а) і  $\psi = 180$  ел. град. (рис. 2, б), тобто при однофазному живленні. На цьому

рисунок такі розподіли наведено у площині симетрії та для зовнішніх поверхонь каналів. Звідсіля видно, що під дією електромагнітних сил в каналах виникає достатньо складний тривимірний вихровий рух розплаву, при цьому в обох випадках присутня компонента швидкості, спрямована вздовж кожного каналу. Якщо проінтегрувати цю компоненту по поперечному перерізу каналу, отримаємо середньовитратну швидкість транзитної течії в каналі. У першому випадку, тобто при  $\psi = 0$  ця швидкість в позначених на рис. 1 перерізах каналів "а – а" і "в – в" виявилася спрямованою вгору, а у спільному для обох каналів перерізі "б – б" – вниз. При  $\psi = 180$  ел. град. (рис. 2, б) напрям транзитного руху в обох каналах змінюється на протилежний.

Зміна напрямку та інтенсивності течії металу в каналах у разі зміни фазового кута  $\psi$  пояснюється різним розподілом індукованого в металі струму. Так, у випадку, коли  $\psi = 0$ , струм на спільній ділянці обох каналів печі практично відсутній (лінії струму охоплюють обидва індуктори), а при  $\psi = 180$  ел. град. навпаки, він є максимальним, оскільки струми, індуквані кожним індуктором, на цій ділянці співпадають за фазою. Це призводить до того, що у першому випадку повністю виключається силова дія (вплив) на метал середнього (спільного) гирла каналів, в той час як максимально проявляється дія виступу футеровки у нижній частині спільної ділянки каналів, який огинає струм, створений двома індукторами. У другому випадку (при  $\psi = 180$  ел. град.) – навпаки, дія цього виступу відсутня, а середнього гирла – максимальна. Інші значення фазового кута дають проміжну картину. У кожному випадку саме спільна дія всіх "активних" зон каналів і визиває той чи інший напрям транзитного руху

розплаву відповідної інтенсивності.

Вплив фазового кута  $\psi$  на інтенсивність транзитного руху рідкого металу в каналах індукційної печі демонструється на рис. 3, де наведено розрахункові залежності масової витрати розплаву в кожному каналі. Криві 1 і 2 на цьому рисунку визначають витрату розплаву в лівому та правому каналах відповідно, а крива 3 – визначає витрату через спільну для обох каналів ділянку. Додатні значення витрати на рисунку умовно означають напрям руху металу в каналах

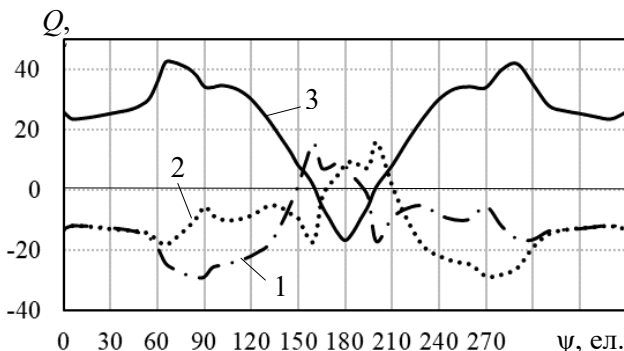


Рис. 3



вгору через зазначені перерізи, від'ємні – вниз. Як видно, витрата через спільну ділянку дорівнює алгебраїчній сумі витрат через лівий і правий канали. Із рис. 3 видно, що в діапазоні значень кута  $\psi = 0 \dots 60$  ел. град. витрати металу в обох каналах однакові, а максимальні витрати металу через обидва канали досягаються приблизно за  $\psi = 60$  ел. град. Цікавою обставиною при цьому є можливість реверсу транзитної течії в каналах печі в процесі плавки у разі зміни значення фазового кута  $\psi$ , наприклад, з 0 або 60 ел. град. до 180 ел. град. і навпаки. Таким чином, можна зазначити, що фазове керування напругами на індукторах багатофазних індукційних каналних печей дає змогу керувати процесом масообміну, а, відповідно, і теплообміну між каналами та ванною печі шляхом зміни інтенсивності та напрямку руху транзитної течії рідкого металу в каналах.

*Роботу виконано за бюджетною темою "Розробити електромагнітні та напівпровідникові системи модульної структури для енергоефективної термообробки металевих розплавів і деталей" («Елтерм-П»), №ДР 0119U001212.*

1. Иванова Л.И., Грובה Л.С., Сокунов Б.А. Индукционные каналные печи. Екатеринбург: Изд-во УГТУ - УПИ, 2002. 105 с.
2. Фарбман С.А., Колобнев И.Ф. Индукционные печи для плавки металлов и сплавов. М.: Metallurgiya, 1968. 496 с.
3. Гориславец Ю.М., Колесниченко А.Ф., Горохов В.И., Куроедов В.А., Витчинников Н.С. Разработка и освоение на Артемовском заводе ОЦМ трехфазных плавильных печей с однонаправленным движением металла. *Цветные металлы*. 1981. № 5. С.79-81.

УДК 621.74: 537.84

#### **ЦИРКУЛЯЦІЯ МЕТАЛІЧЕСКОГО РАСПЛАВА В ИНДУКЦИОННОЙ КАНАЛЬНОЙ ПЕЧИ ПРИ ФАЗОВОМ УПРАВЛЕНИИ НАПРЯЖЕНИЯМИ ПИТАНИЯ**

**Ю.М. Гориславец**, докт. техн. наук, **А.И. Глухенький**, канд. техн. наук, **А.И. Бондар**, канд. техн. наук

**Институт электродинамики НАН Украины,**

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

**e-mail: ugoris@ied.org.ua, gai56@ied.org.ua, oleksii.bondar@ied.org.ua**

*Представлена математическая модель, описывающая взаимосвязанные электромагнитный и гидродинамический процессы в индукционной каналной печи. Модель представляет собой систему уравнений магнитной гидродинамики, которая включает в себя интегро-дифференциальные уравнения для электромагнитного поля при заданных напряжениях на индукторах печи и уравнения гидродинамики в виде уравнений Навье-Стокса, записанные для стационарного турбулентного течения с использованием к-ε модели турбулентности. На примере двухфазной каналной печи рассмотрено влияние фазового угла сдвига между напряжениями, питающими индукторы печи, на структуру и интенсивность движения жидкого металла в каналах. Определены значения этого угла, которые обеспечивают максимальный расход транзитного течения расплава в каналах. Библ. 3, рис. 3.*

**Ключевые слова:** индукционная каналная печь, система электропитания, математическое моделирование.

#### **CIRCULATION OF THE METAL MELT IN THE INDUCTION CHANNEL FURNACE AT A PHASE CONTROL OF SUPPLY VOLTAGE**

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

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

**pr. Peremogy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine**

**e-mail: ugoris@ied.org.ua, gai56@ied.org.ua, oleksii.bondar@ied.org.ua**

*A mathematical model that describes the coupled electromagnetic and hydrodynamic processes in an induction channel furnace is presented. The model is a system of equations of magnetic hydrodynamics, which includes integro-differential equations for the electromagnetic field at applied voltages at the furnace inductors and equations of hydrodynamics in the form of Navier-Stokes equations for stationary turbulent flow using the k-ε turbulence model. Using the example of a two-phase channel furnace, the influence of the phase angle between the voltages supplying the furnace inductors on the structure and intensity of the liquid metal flow in the channels is considered. The values of this angle which provide the maximum flow rate of transit melt flow in the channels are determined. References 3, figures 3.*

**Key words:** induction channel furnace, power supply system, mathematical modelling.

1. Ivanova L.I., Grobova L.S., Sokunov B.A. Induction channel furnaces. Yekaterinburg: Publishing House of the Ural State Technical University - UPI, 2002. 105 p. (Rus)
2. Farbman S.A., Kolobnev I.F. Induction furnaces for melting metals and alloys. Moskva: Metallurgiya, 1968. 496 p. (Rus)
3. Gorislavets Yu.M., Kolesnichenko A.F., Gorokhov V.I., Kuroedov V.A., Vitchinnikov N.S. Design and development of three-phase melting furnaces with unidirectional movement of metal at the Artyomovsk plant OTSM. *Tsvetnye metaly*. 1981. No 5. S.79-81. (Rus)

Надійшла 28.02.2020

Остаточний варіант 26.03.2020

**ФАЗОВИЙ СВІТЛОДАЛЕКОМІР З АДАПТИВНОЮ СИСТЕМОЮ  
ОПТИЧНОГО КАЛІБРУВАННЯ**

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

*Визначено похибку фазових лазерних далекомірів, обумовлену неоднаковими початковими фазами сигналів в режимах вимірювання відстані та калібрування. Описано алгоритм вимірювання фазового зсуву відбитого від контрольованого об'єкту сигналу, який забезпечує рівність початкових фаз сигналів в обох режимах роботи приладу. Це дає змогу суттєво збільшити швидкодію лазерних далекомірів такого класу при збереженні заданої точності вимірювання. Розглянуто структурну схему фазового світлодалекоміра, яка реалізує запропонований алгоритм вимірювання відстані. Бібл. 5, рис. 2.*

**Ключові слова:** лазер, фазовий зсув, оптична калібровка, початкова фаза, адаптація.

Для безконтактного вимірювання невеликих відстаней до різних об'єктів з метою визначення їхніх геометричних параметрів найчастіше використовуються лазерні далекоміри, серед яких найвищу точність мають фазові світлодалекоміри. У таких приладах відстань до контрольованого об'єкту оцінюється за зміною фази модульованого світлового сигналу за проходження ним подвійної дистанції. У цьому випадку фазовий зсув обвідної прийнятого сигналу щодо опорної напруги в межах фазового циклу прямо пропорційний вимірювальній відстані  $L_x$ .

Фазовий лазерний далекомір відповідно до його принципу роботи містить приймально-передавальну систему, вимірювальний і опорний канали, фазовий детектор, блок управління та обробки даних і відліковий пристрій. Точність вимірювання відстані залежить від фазових спотворень, що вносяться приймально-передавальною системою, вимірювальним та опорним каналами, які містять електронні компоненти. Вказані спотворення, які не є однаковими при зміні температури компонентів електронних вузлів, суттєво впливають на точність вимірювання. Зазвичай, вплив фазового дрейфу компенсується шляхом включення в схему далекоміра так званої лінії оптичного короткого замикання (ОКЗ) [1]. При цьому модульований високою частотою світловий сигнал від випромінювача за допомогою дзеркал, призм або світловодів направляється одразу до фотоприймача, оминаючи вимірювальну дистанцію. Тому в далекомірі комутаційним способом здійснюється два режими роботи: вимірювання невідомої відстані та вимірювання довжини лінії, яка задана ОКЗ. Другий режим називається ще режимом оптичного калібрування далекоміра. Вплив фазового дрейфу компенсується у разі визначення різниці значень двох дистанцій, причому тим ефективніше, чим коротше проміжок часу між вимірюваннями обох дистанцій. Технічну реалізацію описаного алгоритму роботи далекоміра можна знайти в [2, 3].

У ряді застосувань лазерних далекомірів контрольований об'єкт має підвищену температуру, наприклад, конвертори та ковші або розплавлений метал в металургійній промисловості. Від цього значно прискорюється температурний дрейф параметрів електронних елементів далекоміру, розміщеного на невеликій відстані від об'єкту. Тому для ефективної компенсації фазових спотворень за допомогою використання режиму ОКЗ необхідно значно підвищувати швидкодію далекоміра, тобто збільшувати частоту комутації режимів роботи приладу. Це треба також для зменшення динамічних похибок у разі визначення параметрів об'єктів, що рухаються або обертаються.

Як показав проведений в [4] аналіз, на перетворювальні процеси, що виникають у разі періодичної комутації гармонічних сигналів на вході одноканальних вимірювальних пристроїв, впливають початкові фази сигналів в момент комутації. Зміна останніх призводить до фазових

спотворень сигналів в кожному періоді комутації у разі порівнянні їхніх амплітуд або фаз на виході лінійного детектора. Згідно з [4] сумарна адитивна фазова похибка  $\gamma_\phi$ , яка вноситься в даному випадку вимірювальним каналом, визначається за формулою

$$\gamma_\phi = \frac{\cos 2\phi_1 - \cos 2\phi_2}{6\eta}, \quad (1)$$

де  $\phi_1$  і  $\phi_2$  – початкові фази сигналів в кожному з періодів комутації;  $\eta = \omega/\Omega$ , де  $\omega = 2\pi f$  та  $\Omega = 2\pi F$  – відповідно кутова частота вимірювального сигналу та кутова частота комутації сигналів.

Оскільки початкові фази сигналів можуть змінюватися в межах  $0 \dots 2\pi$ , то максимальне значення фазової похибки буде, якщо  $\cos 2\phi_1 = 1$  і  $\cos 2\phi_2 = -1$  ( $\Delta\phi = \phi_1 - \phi_2 = \pi/2$ )

$$\gamma_{\phi_{\max}} \approx 1/3\eta. \quad (2)$$

У разі використання у вимірювальному каналі вибіркового підсилювачів значення фазової похибки можна знайти за формулою [4]

$$\gamma_\phi = 2Q/\pi\eta, \quad (3)$$

де  $Q$  – добротність вибіркового підсилювача.

Враховуючи вищевказане, у фазовому світлодалекомірі комутація сигналів на вході вимірювального каналу в кожному з режимів роботи приладу також може приводити до фазових спотворень сигналів. Тому за реалізацією описаного вище алгоритму оцінки фазового зсуву, пропорційного вимірювальній відстані, може виникати додаткова адитивна фазова похибка вимірювання згідно з формулою (1). Застосовуючи (2), можна показати, що збільшення частоти комутації режимів роботи світлодалекоміра задля зменшення впливу фазового дрейфу приводить до суттєвого зниження заданої точності вимірювання відстані. Якщо, наприклад, вибрати проміжну частоту вимірювального сигналу після змішувача  $f_{\text{пр}} = 10$  кГц, а період комутації  $T_\Omega = 5$  мс, то  $\gamma_\phi = 6,64 \cdot 10^{-3}$ . Похибка вимірювання відстані дорівнює  $\Delta L_x = \lambda \cdot \gamma_\phi / 2\pi$ , де  $\lambda$  – еквівалентна довжина хвилі модулюючої напруги,  $\lambda = c/2f_m$  ( $c$  – швидкість світла,  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с). За оптимальною частотою модуляції  $f_m = 25$  МГц довжина хвилі  $\lambda = 6000$  мм. Тоді  $\Delta L_x = 6000 \cdot 6,64 \cdot 10^{-3} / 2\pi \approx 6,4$  мм, що значно перевищує допустиму в цьому випадку сумарну похибку вимірювання (1...2 мм).

**Мета роботи** – підвищення швидкодії фазових лазерних далекомірів з оптичною калібровкою за збереженням заданої точності вимірювання відстані з урахуванням неоднаковості початкових фаз сигналів у разі їхньої комутації на вході вимірювального каналу в режимах роботи приладу.

Відповідно до поставленої мети видається доцільним проаналізувати особливості реалізації алгоритму вимірювання фазового зсуву відбитого від об'єкту сигналу [5], який полягає у наступному. Спочатку світловий потік, модульований по інтенсивності напругою з виходу синтезатора частоти, спрямовується на контрольований об'єкт, відстань до якого треба визначити. Відбитий від об'єкту оптичний сигнал перетворюється фотоприймачем в електричну напругу

$$u_x = U_{mx} \sin(\omega_0 t + \phi_{\text{п1}} + \phi_x), \quad (4)$$

де  $U_{mx}$  – амплітуда сигналу;  $\omega_0$  – кутова частота;  $\phi_{\text{п1}}$  – початкова фаза;  $\phi_x$  – фазовий зсув відносно опорного сигналу, пропорційний відстані до об'єкту. На цьому етапі визначаються  $U_{mx}$  та  $(\phi_{\text{п1}} + \phi_x)$ . З урахуванням знайденого значення  $U_{mx}$  формується напруга  $u_1 = U_{mx} \sin(\omega_0 t + \phi_{\text{п1}})$ , яка додається до  $u_x$ . В результаті сумарна напруга дорівнює

$$u_\Sigma = u_x + u_1. \quad (5)$$

Вирішуючи рівняння (4) і (5), знаходимо значення  $\phi_{\text{п1}}$  і  $\phi_x$ .

Далі реалізується режим ОКЗ, в результаті чого вимірюється внутрішня калібрована відстань  $L_k$ . В цьому режимі у вихідній модулюючій напрузі синтезатора частоти встановлюється початкова фаза, яка дорівнює  $\phi_{\text{п2}} = (\phi_{\text{п1}} + \phi_x)$ . У даному випадку напруга на вході вимірювального каналу після перетворення фотоприймачем світлового сигналу в електричний з амплітудою  $U_{mx}$  може бути представлена виразом

$$u_k = U_{mx} \sin(\omega_0 t + \phi_{\text{п2}} + \phi_k), \quad (6)$$

де  $\varphi_k$  – фазовий зсув, пропорційний каліброваній відстані  $L_k$ .

Таким чином, амплітуди та початкові фази сигналів на вході вимірювального каналу відповідно в режимах вимірювання відстані та оптичної калібрівки приблизно однакові. Звідси фазові спотворення  $\gamma_\varphi$  в каналах далекоміра у разі комутації сигналів при малому часі вимірювання в обох режимах теж однакові. Це дає можливість, з урахуванням значення  $\varphi_{п2} = (\varphi_{п1} + \varphi_x)$  задля визначення остаточного результату вимірювання відстані за формулою  $(L_x - L_k)$ , компенсувати їхній вплив.

На рис. 1 наведено структурну схему фазового світлодалекоміра, яка реалізує описаний алгоритм вимірювання відстані. На схемі прийнято наступні умовні позначення: Дз – дзеркало; Об – об’єктив; ЛВ1, ЛВ2 – лазерні випромінювачі; ДСЧ – двоканальний синтезатор частоти; К – комутатор; ФП – фотоприймач; Гт – гетеродин; Зм1, Зм2 – змішувачі сигналів; П1, П2 – підсилювачі; СД – синхронний детектор; АЦП – аналого-цифровий перетворювач напруги; БКОІ блок керування, обробки даних та індикації; МС – модулятор світла; СВ1, СВ2, СВ3 – світловоди.

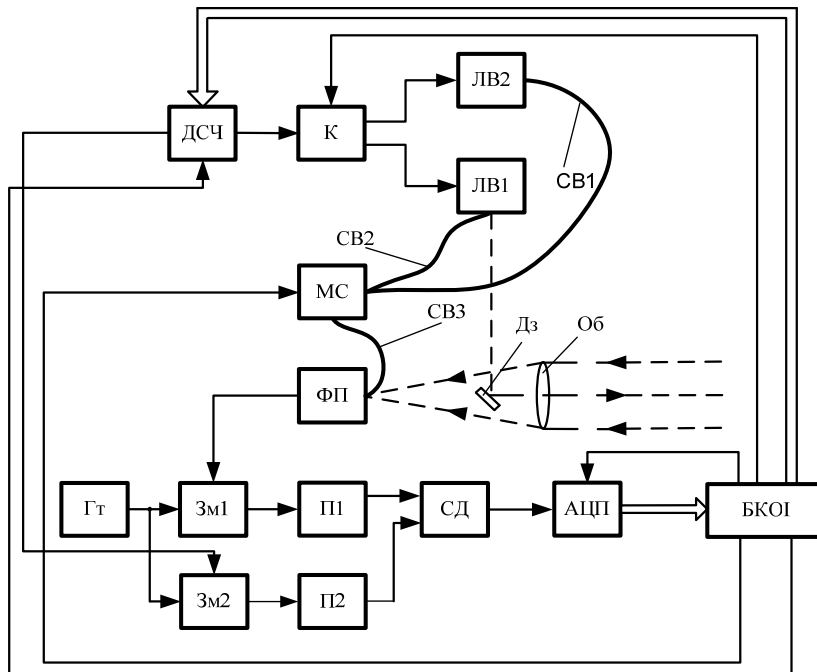


Рис. 1

вод СВ3 з'єднується також з виходом модулятора МС. Спочатку сигналом з блоку БКОІ коефіцієнт передачі модулятора МС встановлюється рівним нулю.

Відбитий від об'єкту оптичний сигнал за допомогою фотоприймача ФП перетворюється, як це відзначалося вище, в електричну напругу  $u_x = U_{mx} \sin(\omega_0 t + \varphi_{п1} + \varphi_x)$ . На цьому етапі визначається амплітуда сигналу  $U_{mx}$  та фазовий зсув  $(\varphi_{п1} + \varphi_x)$ . В даному разі напруга  $u_x$  з виходу фотоприймача ФП подається на один із входів змішувача Зм1. На другий вхід змішувача Зм1 надходить напруга з виходу гетеродина Гт  $u_g = U_{mg} \sin \omega_g t$ , де  $U_{mg}$  – амплітуда гетеродинної напруги;  $\omega_g$  – кутова частота гетеродину. З виходу змішувача Зм1 низькочастотна складова сигналу після підсилення підсилювачем П1 подається на один із входів синхронного детектора СД і визначається виразом

$$u_d = k_1 U_{mx} U_{mg} \sin(\omega_{пр} t + \varphi_{п1} + \varphi_x) = \alpha U_{mx} \sin(\omega_{пр} t + \varphi_{п1} + \varphi_x), \quad (7)$$

де  $k_1$  – коефіцієнт перетворення змішувача Зм1, його розмірність  $1/B$ ;  $\omega_{пр}$  – проміжна частота,  $\omega_{пр} = \omega_0 - \omega_g$ ;  $\alpha$  – постійний безрозмірний коефіцієнт,  $\alpha = k_1 U_{mg}$ . У формулі (7) та подальших математичних виразах з метою їхнього спрощення не показані фазові зсуви, що вносяться при перетворенні сигналів приймально-передавальною системою, вимірювальним та опорним каналами світлодалекоміра. Ці фазові зсуви компенсуються із застосуванням режиму оптичного калібрівки.

На другий вхід детектора СД подаються гармонічні сигнали, сформовані в опорному каналі, до складу якого входять змішувач Зм2 та підсилювач П2. При цьому один вхід змішувача Зм2 підключено до гетеродину Гт, а на другий його вхід за командами з блоку БКОІ почергово подаються ортогональні напруги з другого виходу синтезатора ДСЧ, частота яких теж дорівнює  $\omega_0$ . Тоді опорні сигнали на другому вході детектора СД визначаються формулами

$$\begin{aligned} u_{оп1} &= k_2 U_c U_{mg} \sin \omega_{пр} t = U_{моп} \sin \omega_{пр} t; \\ u_{оп2} &= k_2 U_c U_{mg} \sin(\omega_{пр} t + 90^\circ) = U_{моп} \sin(\omega_{пр} t + 90^\circ), \end{aligned} \quad (8)$$

де  $k_2$  – коефіцієнт перетворення змішувача Зм2, його розмірність  $1/B$ ;  $U_c$  – амплітуда вихідного сигналу синтезатора ДСЧ;  $U_{моп}$  – амплітуда опорного сигналу,  $U_{моп} = k_2 U_c U_{mg}$ .

Вихідні напруги СД визначаються виразами

$$u_{д1} = k_{CD} u_{д1} u_{оп1}; \quad u_{д2} = k_{CD} u_{д1} u_{оп2}, \quad (9)$$

де  $k_{CD}$  – коефіцієнт перетворення СД, його розмірність  $1/B$ .

Із напруг (9) виділяються постійні синфазна та квадратурна складові сигналу

$$\begin{aligned} U_{д1} &= k_{CD} \alpha U_{mx} U_{моп} \cos(\varphi_{п1} + \varphi_x) = \beta U_{mx} \cos(\varphi_{п1} + \varphi_x); \\ U_{д2} &= k_{CD} \alpha U_{mx} U_{моп} \sin(\varphi_{п1} + \varphi_x) = \beta U_{mx} \sin(\varphi_{п1} + \varphi_x), \end{aligned} \quad (10)$$

де  $\beta = k_{CD} \alpha U_{моп}$ .

Напруги  $U_{д1}$  і  $U_{д2}$  почергово подаються на вхід АЦП, де вони перетворюються в цифрові коди, чисельні значення яких запам'ятовуються в блоці БКОІ. Далі шляхом обчислювальної обробки цих значень визначаються амплітуда сигналу  $U_{mx}$  і фазовий зсув  $(\varphi_{п1} + \varphi_x)$  згідно з наведеними виразами

$$U_{mx} = \sqrt{(U_{д1})^2 + (U_{д2})^2} / \beta; \quad (\varphi_{п1} + \varphi_x) = \arctg(U_{д2} / U_{д1}). \quad (11)$$

Після визначення  $U_{mx}$  командою з блоку БКОІ встановлюється такий коефіцієнт передачі модулятора МС, щоб його вихідний оптичний сигнал за допомогою фотоприймача ФП перетворювався в напругу  $u_1 = U_{mx} \sin(\omega_0 t + \varphi_{п1})$ . Остання додається до  $u_x$ , в результаті чого на виході фотоприймача ФП маємо

$$u_\Sigma = u_x + u_1 = U_{m\Sigma} \sin(\omega_0 t + \varphi_\Sigma), \quad (12)$$

де  $U_{m\Sigma}$  і  $\varphi_\Sigma$  – амплітуда та фаза сумарного сигналу.

Сумарна напруга  $u_\Sigma$  по аналогії з сигналом  $u_x$  перетворюється в квадратурні складові

$$\begin{aligned} U_{\Sigma 1} &= \beta U_{m\Sigma} \cos \varphi_\Sigma; \\ U_{\Sigma 2} &= \beta U_{m\Sigma} \sin \varphi_\Sigma. \end{aligned} \quad (13)$$

Після перетворення напруг (13) за допомогою АЦП в цифрові коди їхні чисельні значення запам'ятовуються в блоці БКОІ.

Квадратурні складові  $U_{\Sigma 1}$  і  $U_{\Sigma 2}$  сумарної напруги  $u_\Sigma$  можна визначити, виходячи з векторної діаграми, яку наведено на рис. 2, де

$$\begin{aligned} a_1 &= U_{mx} \cos(\varphi_{п1} + \varphi_x); & a_2 &= U_{mx} \cos \varphi_{п1}; & a &= U_{\Sigma 1} / \beta = a_1 + a_2; \\ b_1 &= U_{mx} \sin(\varphi_{п1} + \varphi_x); & b_2 &= U_{mx} \sin \varphi_{п1}; & b &= U_{\Sigma 2} / \beta = b_1 + b_2. \end{aligned} \quad (14)$$

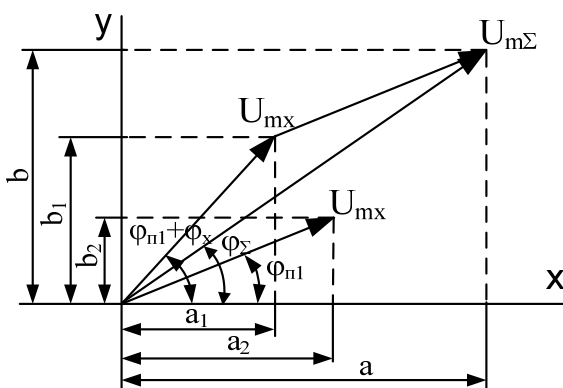


Рис. 2

Вирішуючи спільно рівняння (10) і (13) та використовуючи (14), можна записати

$$U_{\Sigma 1} - U_{д1} = \beta U_{mx} \cos \varphi_{п1}; \quad U_{\Sigma 2} - U_{д2} = \beta U_{mx} \sin \varphi_{п1}. \quad (15)$$

Згідно (15) шляхом обчислювальної обробки в блоці БКОІ знаходимо значення  $\varphi_{п1}$

$$\varphi_{п1} = \arctg(U_{\Sigma 2} - U_{д2}) / (U_{\Sigma 1} - U_{д1}). \quad (16)$$

На підставі (11) та (16) знаходимо значення  $\varphi_x$

$$\varphi_x = \arctg U_{д2} / U_{д1} - \arctg(U_{\Sigma 2} - U_{д2}) / (U_{\Sigma 1} - U_{д1}). \quad (17)$$

На другому етапі реалізується режим ОКЗ. В цьому випадку командою з блоку БКОІ комутатор К



перемикається в положення, коли вихід синтезатора ДСЧ підключається до входу випромінювача ЛВ2. Одночасно кодом, що передається з блоку БКОІ на керуючий вхід синтезатора ДСЧ, встановлюється початкова фаза модулюючої напруги, яка дорівнює  $\varphi_{п2} = (\varphi_{п1} + \varphi_x)$ . Модульований по інтенсивності світловий потік з виходу випромінювача ЛВ2 через світловод СВ1, модулятор МС і світловод СВ3 спрямовується на вхід фотоприймача ФП. При цьому напруга на виході фотоприймача буде визначатися виразом

$$u_k = U_{mx} \sin(\omega_0 t + \varphi_{п2} + \varphi_k), \quad (18)$$

де  $\varphi_{п2}$  – початковий фазовий зсув в цьому режимі;  $\varphi_k$  – фазовий зсув, пропорційний внутрішній каліброваній відстані. Амплітуда цієї напруги дорівнює  $U_{mx}$  за рахунок вибору ідентичних за характеристиками випромінювачів ЛВ1 та ЛВ2 та відповідного коефіцієнта передачі модулятора МС, встановленого в попередньому режимі.

Напруга  $u_k$  подається на вхід змішувача Зм1. Далі відбуваються перетворення сигналів по аналогії з режимом вимірювання відстані. З урахуванням того, що коефіцієнти перетворення змішувачів Зм1 та Зм2 вибрано однаковими, на виході детектора СД почергово виділяються напруги

$$\begin{aligned} U'_{д1} &= \beta U_{mx} \cos(\varphi_{п2} + \varphi_k); \\ U'_{д2} &= \beta U_{mx} \sin(\varphi_{п2} + \varphi_k). \end{aligned} \quad (19)$$

Ці напруги за командами, що надходять з блоку БКОІ, почергово подаються на вхід перетворювача АЦП, де перетворюються в цифрові коди, чисельні значення яких запам'ятовуються в блоці БКОІ. Шляхом обчислювальної обробки цих значень визначається фазовий зсув  $(\varphi_{п2} + \varphi_k)$  за формулою

$$(\varphi_{п2} + \varphi_k) = \arctg(U'_{д2} / U'_{д1}). \quad (20)$$

Для визначення фазового зсуву  $\varphi_k$ , пропорційного каліброваній відстані  $L_k$ , із результату обчислення (20) віднімаємо значення фазового зсуву  $\varphi_{п2} = (\varphi_{п1} + \varphi_x)$  згідно (11), який було попередньо введено в модулюючу напругу в режимі ОКЗ

$$\varphi_k = \arctg(U'_{д2} / U'_{д1}) - \arctg(U_{д2} / U_{д1}). \quad (21)$$

Як впливає з опису роботи приладу, в кожному з його режимів (вимірювання невідомої відстані  $L_x$  і внутрішньої калібною відстані  $L_k$ ) на вхід вимірювального каналу подається гармонічний сигнал із однаковими амплітудою та початковою фазою. Тобто, згідно з формулою (1), відповідні похибки вимірювання при остаточному визначенні невідомої відстані через різницю  $(L_x - L_k)$  будуть компенсуватися. Це дає змогу за заданою точністю вимірювання відстані підвищити частоту комутації режимів роботи світлодалекоміра. Наприклад, допустима похибка  $\Delta L_x$  дорівнює 0,1 мм, що відповідає фазовій похибці  $\gamma'_\varphi = \Delta L_x 2\pi / \lambda = 0,1 \cdot 6,28 / 6000 \cong 10^{-4}$  рад. У випадку, коли початкові фази можуть змінюватись в межах  $0 \dots 2\pi$ , максимальна частота комутації згідно з (2)  $F' = 3 f_{пр} \gamma'_\varphi \cong 3 \cdot 10^4 \cdot 10^{-4} \cong 3$  Гц. У разі застосування запропонованого алгоритму вимірювання початкові фази в обох режимах відрізняються на значення  $\varphi_k$ , пропорційне  $L_k$ . Якщо прийняти  $L_k = 100$  мм, то допустима похибка  $\Delta L_x$  залишається на тому ж рівні при частоті комутації  $F'' = F' \cdot \lambda / L_k = 3 \cdot 6000 / 100 = 180$  Гц, тобто швидкість вимірювання збільшується в 60 разів.

Наведемо рекомендації щодо реалізації деяких вузлів запропонованого світлодалекоміра.

Як випромінювачі ЛВ1 і ЛВ2 можна використовувати напівпровідниковий лазерний випромінювач типу ІЛПН-203. Звідси при виборі із відомих технічних рішень модулятора світла МС доцільно орієнтуватися на просторовий амплітудний модулятор світла з довжиною хвилі 850 нм з низьким рівнем управляючої напруги. Двоканальний синтезатор частоти ДСЧ із описаними функціональними можливостями може бути виконано на основі мікросхеми AD9958.

**Висновки.** Як показали проведені аналіз перетворювальних процесів в розглянутому фазовому світлодалекомірі та оцінка його метрологічних характеристик, алгоритм вимірювання фазового зсуву обвідної відбитого від контрольованого об'єкту оптичного сигналу для визначення відстані до об'єкту із застосуванням оптичної калібрки дає змогу суттєво збільшити швидкість лазерних далекомірів із збереженням заданої точності вимірювання. Це досягається за рахунок адаптації каналу оптичної калібрки до початкової фази досліджуваного сигналу. При цьому в

залежності від умов експлуатації світлодалекоміру або стану контролюваного об'єкту можна вибрати оптимальні характеристики приладу.

*Роботу виконано в рамках бюджетної програми 6541030 за темою № III-29-17 "Розвиток наукових засад методів та засобів вимірювання експлуатаційних параметрів обладнання електростанцій", шифр теми "ПАРАМЕТР", Державний реєстраційний номер роботи 0116U007285.*

1. Большаков В.Д., Деймлих Ф., Голубев А.Н., Васильев В.П. Радиогодезические и электрооптические измерения. М.: Недра, 1985. 303 с.
2. Stierle J., Wolf P., Renz K. Device and method for optical distance measurement. Patent US. № 7221435 B2. 2007.
3. Венедиктов А.З. Лазерный дальномер. Патент России. № RU2339909C1. 2007.
4. Скрипник Ю.А. Повышение точности измерительных устройств. Киев: Техніка, 1976. 264 с.
5. Брагинец І.О., Кононенко О.Г., Масюренко Ю.О. Лазерний далекомір. Патент України. № 134816. 2018.

УДК 621.317

### **ФАЗОВЫЙ СВЕТОДАЛЬНОМЕР С АДАПТИВНОЙ СИСТЕМОЙ ОПТИЧЕСКОЙ КАЛИБРОВКИ**

**И.А. Брагинец**, канд. техн. наук, **Ю.А. Масюренко**, канд. техн. наук.

**Институт электродинамики НАН Украины,**

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

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

*Определена погрешность фазовых лазерных дальномеров, обусловленная отличием начальных фаз сигналов в режимах измерения расстояния и оптической калибровки. Описан алгоритм измерения фазового сдвига отраженного от объекта сигнала, который обеспечивает равенство начальных фаз в обоих режимах работы прибора. Это позволяет существенно повысить быстродействие дальномера при сохранении заданной точности измерения. Рассмотрена структурная схема фазового светодальномера, которая реализует предложенный алгоритм измерения расстояния. Библ. 5, рис. 2.*

**Ключевые слова:** лазер, фазовый сдвиг, оптическая калибровка, начальная фаза, адаптация.

### **PHASE LIGHT RANGEFINDER WITH ADAPTIVE OPTICAL CALIBRATION SYSTEM**

**I.O. Bragynets, Yu.O. Masjurenko**

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

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

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

*The error of phase laser range finders, which is due to the difference in the initial phases of the signals in the modes of distance measurement and optical calibration, is determined. An algorithm for measuring the phase shift of the signal reflected from the object, which ensures the equality of the initial phases in both operation modes of the device, is described. This allows to significantly improving the speed of the rangefinder while maintaining the specified measurement accuracy. The structural diagram of the phase light range finder, which implements the proposed distance measurement algorithm, is considered. References 5, figures 2.*

**Key words:** laser, phase shift, optical calibration, initial phase, adaptation.

1. Bolshakov V.D., Deimlikh F., Golubev A.N., Vasilev V.P. Radio geodesic and electro-optical measurements. Moskva: Nedra, 1985. 303p. (Rus)
2. Stierle J., Wolf P., Renz K. Device and method for optical distance measurement. Patent US. № 7221435 B2. 2007.
3. Venediktov A.Z. Laser ranger finder. Patent Rossii. No RU2339909C1. 2007. (Rus)
4. Skripnik Yu.O. Improving the accuracy of measuring devices. Kiev: Tekhnika, 1976. 264 p. (Rus)
5. Bragynets I.O., Kononenko O.G., Masjurenko Yu.O. Lazernyi dalekomir. Patent Ukrainy. No 134816. 2018. (Ukr)

Надійшла 21.02.2020  
Остаточний варіант 12.03.2020

**ДО 70-РІЧЧЯ АКАДЕМІКА НАЦІОНАЛЬНОЇ АКАДЕМІЇ НАУК УКРАЇНИ  
КИРИЛЕНКА ОЛЕКСАНДРА ВАСИЛЬОВИЧА**



Директор Інституту електродинаміки НАН України, доктор технічних наук, професор, академік НАН України О.В. Кириленко народився 20 травня 1950 р. У 1973 р. закінчив Київський політехнічний інститут (Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського»), за фахом – інженер-електрик. Після закінчення ВУЗу працював у Київському політехнічному інституті на кафедрі «Електричні мережі і системи» (1973 – 1975), а з 1975 р. і по теперішній час працює у Інституті електродинаміки НАН України, пройшовши шлях від молодшого наукового співробітника і до (з 1996 р.) заступника директора інституту з наукової роботи і завідувача відділу, а з 2007 р. обраний директором Інституту електродинаміки НАН України.

Дисертацію на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук О.В. Кириленко захистив у 1981 р., звання старшого наукового співробітника присвоєно у 1986 р., докторську дисертацію захистив у 1993 році, звання професора присвоєно у 1996 р., членом-кореспондентом НАН України був обраний у 1997 р., академіком НАН України – у 2006 році.

Кириленко Олександр Васильович – видатний вчений, відомий в Україні та далеко за її межами своїми працями в галузі електроенергетики, спрямованими на підвищення надійності та ефективності функціонування електроенергетичних об'єктів та систем. Його різнобічні дослідження процесів функціонування електроенергетичних систем забезпечили розвиток теорії створення систем керування такими процесами, дозволили запропонувати принципи, методи побудови відповідних інтегрованих інформаційно-управляючих систем та їхніх елементів і створити відповідні апаратні та програмні засоби. Ним запропоновано нові

підходи до побудови систем контролю та діагностування в електроенергетиці, вирішено питання забезпечення їхньої надійності та відмовостійкості, точності та швидкодії, досліджено особливості формалізації та розв'язання задач параметричної оптимізації аналогових елементів та пристроїв автоматики електроенергетичних систем, розроблено нові підходи та відповідний апарат для автоматизації процесів моделювання електроенергетичних об'єктів та систем. Ним розвинуто теорію аналізу та багатокритеріальної оптимізації первинних перетворювачів струму, що призначені для роботи в усталених та перехідних режимах роботи, запропоновано методи забезпечення точності таких пристроїв.

В останній час академік О.В. Кириленко значну увагу приділяє науково-технічним питанням забезпечення ефективності інноваційного розвитку та керованості об'єднаної електроенергетичної системи України за умов впровадження нової моделі ринку електроенергії та зростання частки відновлюваних джерел енергії в структурі її генеруючих потужностей.

Результати наукових досліджень Кириленка О.В. висвітлені в численних публікаціях (понад 300 статей та 15 монографій).

Олександр Васильович успішно поєднує наукову, організаційну, педагогічну та громадську діяльність. У 2015 р. його обрано академіком-секретарем Відділення фізико-технічних проблем енергетики НАН України, він очолює експертну раду з електротехніки та енергетики ДАК МОН України та національний технічний комітет «Керування енергетичними системами та пов'язані з ним процеси інформаційної взаємодії» (ТК 162), входить до складу редколегій багатьох фахових періодичних видань та є головним редактором журналу «Технічна електродинаміка».

Наукові досягнення та громадська діяльність О.В. Кириленка відзначена державними преміями та нагородами: 1983 р. – медаллю Академії наук УРСР та премією для молодих вчених за розробку методів і алгоритмів параметричного синтезу вимірювальних перетворювачів струму, призначених для роботи в усталених та перехідних режимах; 1988 р. – золотою медаллю ВДНГ СРСР у складі авторського колективу за створення системи реєстрації подій та контролю параметрів режимів електроенергетичних об'єктів; 1995 р. – премією ім. С.О. Лебедева НАН України за серію праць «Основи теорії, методи проектування та побудови інтегрованих інтелектуальних інформаційно-управляючих систем в електроенергетиці»; 1999 р. – державною премією України в галузі науки і техніки у складі авторського колективу за роботу «Розробка наукових основ та засобів підвищення енергетичної ефективності та їх впровадження у системах управління постачанням і використанням електроенергії, природного газу та тепла»; 2008 р. – присвоєно звання «Заслужений діяч науки і техніки України»; 2009 р. – присвоєно звання лауреата конкурсу «Лідер паливно-енергетичного комплексу-2009» у номінації «Вчений».

*Співробітники Інституту електродинаміки НАН України та редакція журналу «Технічна електродинаміка» щиро вітають Олександра Васильовича з ювілеєм, зичать йому міцного здоров'я, щастя, подальших успіхів у його багатогранній діяльності.*

## ДО 85-РІЧЧЯ ЧЛЕНА-КОРЕСПОНДЕНТА НАН УКРАЇНИ КУЗНЕЦОВА ВОЛОДИМИРА ГРИГОРОВИЧА



1 червня 2020 року виповнюється 85 років видатному вченому в галузі електроенергетики та електротехніки, головному науковому співробітнику Інституту електродинаміки НАН України, член-кореспонденту НАН України, доктору технічних наук, професору Володимиру Григоровичу Кузнецову. Народився В.Г. Кузнецов 1 червня 1935 року в затишному містечку Кримську Краснодарського краю. У 1958 році він закінчив електротехнічний факультет Київського політехнічного інституту за спеціальністю "Електричні станції, мережі та системи". Трудову діяльність розпочав інженером-електриком у проектному інституті Київського раднаргоспу, а з 1961 року працював асистентом кафедри теоретичних основ електротехніки Київського політехнічного інституту. Починаючи з 1966 року і понині В.Г. Кузнецов працює в Інституті електродинаміки НАН України, де у 1980–2007 рр. очолював відділ оптимізації систем електропостачання, у 1987–2003 рр. обіймав посаду заступника директора Інституту з наукової роботи, з 2007 р. – головного наукового співробітника. В Інституті електродинаміки він пройшов шлях від аспіранта до доктора технічних наук (1982 р.), професора (1985 р.), член-кореспондента НАН України (1990 р.), заслуженого діяча науки і техніки України (1998 р.).

Володимир Григорович Кузнецов – відомий вчений в Україні та закордоном, засновник наукового напрямку з оптимального управління електромагнітними процесами у багатофазних системах з джерелами спотворень. Його фундаментальні дослідження з комплексного підвищення якості електроенергії, забезпечення електромагнітної сумісності споживачів у системах загального та автономного електропостачання, енергозберігаючого керування режимами електричних мереж, обмеження сталих і квазістаціонарних резонансних, ферорезонансних та аномальних перенапруг в електричних мережах високої та надвисокої напруги отримали міжнародне визнання. Ним запропоновані методи синтезу багатофазних фазозсувних кіл та ефективні пристрої забезпечення електромагнітної сумісності, розроблені теорія енергетичних процесів неврівноважених багатофазних систем з нелінійними елементами і методи корекції їхніх параметрів, методи еквівалентування несиметричних кіл і аналіз їхніх частотних властивостей, статичні і динамічні моделі оцінювання електромагнітної сумісності та нормування показників якості електричної енергії, теорія та принципи побудови систем електропостачання з мінімальними рівнями



кондуктивних завад, методи багатокритеріального управління режимами електромереж з урахуванням показників якості електроенергії та реактивної потужності у вузлах, отримані вагомими фундаментальні та практичні результати по обмеженню ферорезонансних перенапруг в мережах з ефективним заземленням нейтралі. Наукові та практичні результати досліджень використано в трьох Державних стандартах з якості електричної енергії, в інструктивних матеріалах з компенсації реактивної потужності, у керівних та методичних вказівках з виявлення та запобігання ферорезонансних процесів в електричних мережах високої напруги. Запропоновані моделі, методи та пристрої В.Г. Кузнецова знайшли широке впровадження в Україні, США, Канаді, Австралії та ряді інших країн.

Багаторічна наукова діяльність В.Г. Кузнецова відзначена численними урядовими нагородами, почесними знаками та грамотами. За результати фундаментальних наукових та практичних досягнень В.Г. Кузнецову присуджено Державну премію України в галузі науки і техніки (1996 р.), Міжнародну премію Президентів НАН України, Білорусі та Молдови (1998 р.), премію НАН України ім. Г.Ф. Проскури (2001 р.) та премію НАН України ім. С.О. Лебедева (2006 р.).

Володимир Григорович заснував наукову школу з комплексного моделювання та оптимізації електромагнітних процесів і режимів в електричних мережах та системах з джерелами несиметричних, нелінійних та швидкозмінних спотворень. Наукова школа В. Г. Кузнецова, яка займається підвищенням якості електроенергії, розробленням методів оптимального керування режимами електричних мереж, електромагнітних процесів у багатофазних системах з джерелами спотворень, ефективних методів та пристроїв підвищення електромагнітної сумісності обладнання споживачів сучасних і перспективних систем електропостачання, отримала широке визнання наукової спільноти в світі. Серед учнів В.Г. Кузнецова 3 доктора та 27 кандидатів технічних наук. Професор В.Г. Кузнецов на протязі багатьох років викладав у Національному технічному університеті України "Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського".

Результати наукової діяльності В.Г. Кузнецова висвітлено у більш ніж 500 публікаціях, серед яких 11 монографій і 63 авторських свідоцтв та патентів. Значну кількість праць опубліковано у наукових фахових виданнях, які входять до міжнародних наукометричних баз даних (Scopus, Web of Science та ін.). Він є керівником семінару наукової ради НАН України «Наукові основи електроенергетики» та входить до складу редколегій низки наукових журналів.

*Наукова громадськість, колеги, редакція журналу «Технічна електродинаміка», друзі та учні щиро вітають Володимира Григоровича з ювілеєм та бажають міцного здоров'я, благополуччя, щастя, тепла, миру, творчої наснаги і натхнення для нових звершень!*