



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

№ 1
2021

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.A.S.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 Kremenichuk M.Ostrogradskiy National University, Ukraine
Clare Jon C. Professor, The University of Nottingham, Great Britain
Kulyk M.M. Member of NAS Ukraine, Institute of General Energy of NAS Ukraine, Kyiv
Oleshchuk V. Professor, Institute of Power Engineering of AS Moldova, Kishinev
Pavlik M. Member of NAS Ukraine, Technical University of Lodz, Poland
Peresada S.M. Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv
Pivniak H.H. Member of NAS Ukraine, National Mining University, Dnipropetrovsk, Ukraine
Reztsov V.F. Corresponding Member of NAS Ukraine, Institute for Renewable Energy of NAS Ukraine, Kyiv
Rozov V.Yu. Corresponding Member of NAS Ukraine, State Institution "Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS Ukraine, Kharkiv
Rossi K. Professor, The University of Bologna, Italy
Sokol Ye.I. Corresponding Member of NAS Ukraine, National Technical University "Kharkiv Polytechnical Institute", Ukraine, Kharkiv
Stakhiv P.H. Professor, National University "Lviv Polytechnica", Ukraine, Lviv
Schastliviy H.H. Member of NAS Ukraine, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv
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" та у міжнародних наукометричних базах даних SCOPUS, COMPENDEX, EBSCO, PROQUEST, CROSSREF, INDEX COPERNICUS.

Адреса редакції:

03057, м. Київ, проспект Перемоги, 56, Інститут електродинаміки НАН України.

Тел. (044) 366 26 57. Email: ted@ied.org.ua <http://www.techned.org.ua>

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

БАТИГІН Ю.В., ШИНДЕРУК С.О., ЄРЬОМІНА О.Ф., ЧАПЛИГІН Є.О. Електромагнітні процеси в плоскій прямокутній системі з індуктором між тонкими котушками біфіляря	3
ШИДЛОВСЬКА Н.А., ЗАХАРЧЕНКО С.М., ПЕРЕКОС А.О. Особливості розподілів за діаметрами отриманих за субмілісекундній тривалості розрядних імпульсів іскроерозійних частинок алюмінію і лунок на поверхні його гранул	10

Електромеханічне перетворення енергії

ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., РАЙЧЕВ П.О. Еволюція електромагнітних рейкових прискорювачів	23
BALIUTA S.M., CHERNENKO P.O., KUIEVDA Iu.V., KUEVDA V.P. Identification of mathematical model of turbine generator unit in presence of uncertainty	32

Електроенергетичні системи та устаткування

КАРП І.М., НІКІТІН Є.Є., П'ЯНИХ К.Є. Відновлювані джерела в системах енергопостачання міст України	40
AGAMALOV O. Grid-forming/following control for converters of renewable energy sources	50
ТУГАЙ Ю.І., КУЧАНСЬКИЙ В.В., ТУГАЙ І.Ю. Застосування керованих пристроїв компенсації зарядної потужності ЛЕП НВН в електричних мережах	53
ГРЕБЧЕНКО М.В., ЄРЬОМЕНКО Є.В. Швидкодіючий адаптивний захист від коротких замикань в електричних мережах MicroGrid з розподіленою генерацією	57

Електротехнологічні комплекси та системи

ГУДИМ В.І., КОСОВСЬКА В.В., ЯВОРСЬКА Н.П., ДАНЬКО Т.І. Техніко-економічне обґрунтування доцільності реконструкції трифазної дугової сталеварної електропечі	61
АНДРІЙЧУК В.А., НАКОНЕЧНИЙ М.С., ОСАДЦА Я.М., ФІЛЮК Я.О. Дослідження світлодіодних джерел світла за імпульсного живлення	68

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

MELNYK V.G., BORSCHOV P.I., BELIAEV V.K., VASYLENKO O.D., SLITSKIY O.V. Increasing immunity to noise and industrial interference of highly sensitive measuring channels of the sensor systems	73
ЛАТЕНКО В.І., ОРНАТСЬКИЙ І.А., ФІЛЬ С.О., ЗАЙЦЕВ Є.О. Порівняння метрологічних властивостей схем цифрових перетворювачів для резистивних термосенсорів	84

ДО 85-РІЧЧЯ члена-кореспондента НАН України І.В.Волкова	90
---	----

Як оформити передплату на журнал «технічна електродинаміка»?	92
--	----

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

- BATYGIN Yu.V., SHINDERUK S.O., YERYOMINA O.F., CHAPLYGIN E.A. Electromagnetic processes in a flat rectangular system with an inductor between thin bifilar coils.....3
- SHYDLOVSKA N.A., ZAKHARCHENKO S.M., PEREKOS A.O. Peculiarities of the diameter distributions obtained at submilisecond duration of discharge pulses spark-erosive aluminum particles and caverns on the surface of its granules.....10

Electromechanical energy conversion

- VASKOVSKIY Ju.M., RAICHEV P.O. Evolution of the electromagnetic railgun23
- BALIUTA S.M., CHERNENKO P.O., KUIEVDA IU.V., KUEVDA V.P. Identification of mathematical model of turbine generator unit in presence of uncertainty32

Electric power systems and installations

- KARP I.M., NIKITIN Y.Y., PYANYKH K.Y. Renewable sources in the energy supply systems of Ukrainian cities40
- AGAMALOV O. Grid-forming/following control for converters of renewable energy sources.....50
- TUHAY Yu.I., KUCHANSKY V.V., TUHAY I.Yu. The using of controlled devices for the compensation of charging power on EHV power lines in electric networks.....53
- GREBCHENKO N.V., YEROMENKO Y.V. Fast adaptive protection against short circuits in microgrid electric networks with distributed generation.....57

Electrotechnological complexes and systems

- HUDYM V.I., KOSOVSKA V.V., YAVORSKA N.P., DANKO T.I. Technical and economic assessment of the reconstruction of three-phase electric-arc steel furnace61
- ANDRIYCHUK V.A., NAKONECHNY M.S., OSADTSA Y.M., FILIUK Y.O. Behavior of led light sources in pulse power68

Information-measuring systems in power engineering

- MELNYK V.G., BORSCHOV P.I., BELIAEV V.K., VASYLENKO O.D., SLITSKIY O.V. Increasing immunity to noise and industrial interference of highly sensitive measuring channels of the sensor systems.....73
- LATENKO V.I., ORNATSKY I.A., FIL S.O., ZAITSEV Ie.O. Digital converters metrological specification for resistant thermal thermosensors compare84

- TO THE 85TH ANNIVERSARY of corresponding member of NAS of Ukraine I.V.Volkov90

- How to make a subscription to the magazine "Technical Electrodynamics"?** 92

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

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 1 від 28.01.2021 р. Включено до Переліку наукових фахових видань України 24.05.2018, категорія «А».
Підписано до друку 29.01.2021. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 11,3. Тираж 200 прим.
Зам. 1. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

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

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРОЦЕСИ В ПЛОСКІЙ ПРЯМОКУТНІЙ СИСТЕМІ З ІНДУКТОРОМ МІЖ ТОНКИМИ КОТУШКАМИ БІФІЛЯРА

Ю.В. Батигін*, докт.техн.наук, **С.О. Шиндерук****, канд.техн.наук,
О.Ф. Єрсьоміна***, канд.техн.наук, **Є.О. Чаплигін******, канд.техн.наук
Харківський національний автомобільно-дорожній університет,
вул. Ярослава Мудрого, 25, Харків, 61002, Україна, e-mail: s.shinderuk.2016102@ukr.net

Метою досліджень є аналіз та оцінки характеристик електромагнітних процесів у запропонованій плоскій прямокутній системі, що складається з тонкого соленоїда-індуктора, розміщеного між гілками біфіляра – тонкостінними багатовитковими котушками. Проведено аналіз електромагнітних процесів і отримано оцінки збуджених струмів. Показано, що за мінімального проміжку між обмотками соленоїда-індуктора і біфіляра функції збуджуючого струму і струму, індукваного в обмотках біфіляра, однакові, а амплітуда останнього максимальна і дорівнює половині амплітуди струму в індукторі. Доведено, що запропонована система має практично незмінну форму і амплітуду індукваного струму в широкому діапазоні геометричних параметрів, що варіюються. Відзначено мінімальний вплив полів індукваних струмів на процеси в соленоїді-індукторі і мінімальні втрати під час знімання індукваного сигналу з обмоток біфіляра. Фізично перше пояснюється асиметрією збуджуваного магнітного поля відносно площини соленоїда-індуктора, друге – істотним зниженням паразитної міжвиткової ємності за рахунок тонкостінності обмоток біфіляра. Отримані результати дають змогу дати практичні рекомендації у процесі вибору конструкторських рішень для елементів нових схем обладнання в магнітно-імпульсній обробці металів. Бібл. 14, рис. 2.

Ключові слова: біфілярна котушка, плоска прямокутна система, магнітно-імпульсна обробка металів, перетворення енергії, соленоїд-індуктор.

Вступ. Біфілярні конструкції знайшли застосування в різного роду електротехнічних пристроях завдяки основній відмінній рисі – можливості отримання нульового магнітного поля або зовні, або всередині біфіляра. Фізично зазначена особливість обумовлена наявністю двох паралельних струмопроводів, за якими в залежності від поставленого завдання (поле всередині або поле зовні) протікають односпрямовані або різноспрямовані струми. Серед найбільш відомих практичних застосувань відомі малоіндуктивні омичні опори, запобіжні струмообмежувальні пристрої, електронні системи, сенсорні датчики в вимірювальних комплексах та ін. [1].

Короткий огляд літератури. Найбільш актуальною вимогою сучасності є вимога економного споживання енергетичних і матеріальних ресурсів. Пошук оптимальних засобів використання енергії є метою теоретичних та експериментальних робіт з дослідження методів магнітно-імпульсної обробки металів. У роботі [2] розглянуто чисельне моделювання електромагнітного поля в поперечних нагрівальних приладах індукційного потоку та запропоновані методи обчислення електромагнітної сили, що діє на немагнітні та магнітні листи. В [3] вивчена залежність ефективності магнітно-імпульсної обробки матеріалів від форми імпульсного магнітного поля і показано, що, використовуючи послідовність імпульсів замість одного імпульсу магнітного поля, можна збільшити питомий механічний імпульс, переданий на заготовку, і, таким чином, вдосконалити ефективність обробки. Фізичний механізм силової дії імпульсних магнітних полів на тонкостінні листові заготовки з феромагнітних провідників сформульовано і обґрунтовано у статті [4].

Схеми обладнання магнітно-імпульсної обробки металів досить різноманітні. Так, у роботі [5] використано індуктор, що складається з двох котушок, увімкнених послідовно, а у [6] та [7] представлено індуктори у вигляді котушки, виготовленої із згорнутого в рулон плоского листа з ізоляційною прокладкою. Особливий інтерес представляють розробки елементної бази магнітно-імпульсної обро-

© Батигін Ю.В., Шиндерук С.О., Єрсьоміна О.Ф., Чаплигін Є.О., 2021
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-1278-5621>; ** <https://orcid.org/0000-0002-6354-4174>;
*** <https://orcid.org/0000-0002-8123-1104>; **** <https://orcid.org/0000-0003-1448-6091>

бки металів, що включають плоскі індукторні системи з біфілярними котушками. Їхнє відповідне розміщення щодо індуктора-інструмента або узгоджувального пристрою дає змогу зменшити розсіювання електромагнітної енергії в навколишній простір за мінімальним впливом поля біфіляра на процеси в індукторі-інструменті [8, 9].

Конструктивне виконання обмоток біфіляра може бути вельми різним. У роботі [10] запропоновано ідею виконання циліндричної індукторної системи з індуктором, розміщеним всередині коаксіального соленоїда, обмотка якого зроблена у вигляді біфіляра з протилежно спрямованими струмами. Розглянуто фізико-математичну модель запропонованої індукторної системи і проведено теоретичний аналіз електромагнітних процесів, що протікають в ній, отримано числові оцінки характеристик збуджених полів.

Безсумнівною перевагою тонкостінних багатовиткових котушок є низька власна ємність. Аналізу електромагнітних процесів в плоских кругових індукторних системах з тонкостінними добре провідними біфілярами присвячена робота [11]. Авторами розраховано основні характеристики дослідженої системи і виконано числові оцінки практичних можливостей перетворення енергії розсіювання з індуктора в енергію обмоток біфіляра. Поряд з вищезазначеними перевагами тонкостінних біфілярів має місце інтенсивний вихід енергії крізь метал їхніх обмоток в навколишній простір. Ця обставина обумовлена інтенсивними процесами проникнення полів в кругових електромагнітних системах. Проте знизити енергетичні втрати можна за допомогою електродинамічного ефекту, згідно з яким магнітне поле плоскої хвилі не проникає в навколишній простір. Конструктивним рішенням для практичної реалізації даного ефекту є використання плоских котушок прямокутної геометрії [12].

Метою роботи є аналіз та оцінки характеристик електромагнітних процесів у запропонованій плоскій прямокутній системі, що складається з тонкого збуджуючого соленоїда, розміщеного між гілками біфіляра – тонкостінними багатовитковими котушками.

Постановка завдання, розрахункові співвідношення. Запропонована перетворювальна плоска система представлена трьома ідентичними прямокутними соленоїдами, розміщеними паралельно один над іншим. Зовнішні соленоїди – це обмотки біфіляра, внутрішній – це соленоїд зі збуджуючим струмом. Ця система може бути узгоджувальним пристроєм, що підключається між електричним виходом джерела потужності і входом індуктора – інструмента силової дії. Призначенням узгоджувального пристрою є варіація робочих частот та підсилення робочого струму [12]. У фізичній ідеалізації, однаково спрямовані струми, що індукують у обмотках біфіляра, збуджують у внутрішньому просторі між ними однаково за амплітудами, але різноспрямовані магнітні поля. Суперпозиція останніх дає нуль магнітного потоку, що означає відсутність електромагнітного впливу на процеси у обмотці збуджуючого соленоїда. (Зауважимо, що запропонована система також може бути інструментом силової дії під час штампування двох листових металів, що розміщені поверх зовнішніх поверхонь гілок біфіляра.)

Рішення завдання по досягненню поставленої мети проведемо аналогічно відповідним завданням наукового видання [9].

Прийняті допущення.

- Поздовжні розміри соленоїдів набагато перевищують поперечні, так що прийнятна розрахункова модель прямокутної системи, яку показано на рис. 1 у декартовій прямокутній системі координат (рис. 1, a – поперечний переріз: 1 – плоский багатовитковий соленоїд зі збуджуючим струмом, 2 – гілки біфіляра – плоскі багатовиткові соленоїди; рис. 1, b – розподіл струму в поперечному перерізі збуджуючого соленоїда).

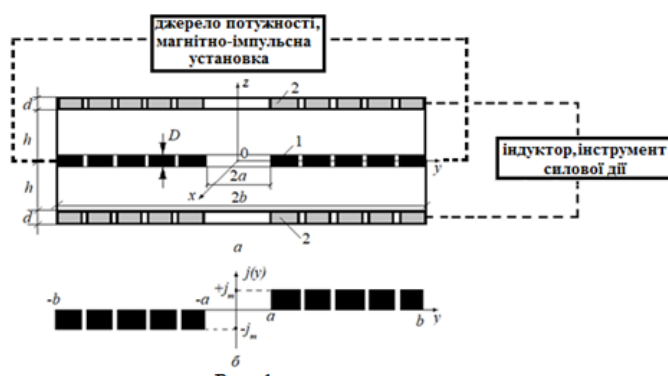


Рис. 1

- Витки соленоїда-індуктора досить тонкі ($D \ll h$), «прозорі» для збуджених полів і не впливають на електромагнітні процеси, що протікають, а міжвиткові проміжки настільки малі, що його робочі поверхні можна вважати суцільними [2, 3, 9].

- У соленоїді-індукторі протікає гармонічний струм з густиною $j_x(t, y, z) = j_m \sin(\omega t) \cdot f(y) \cdot \delta(z)$, де $j_m = I_m / (b - a)$ – амплітуда густини, I_m – амплітуда струму, ω – циклічна частота,

$f(y), \delta(z)$ – функції розподілів, $\delta(z)$ – дельта-функція Дірака [10].

• Функція поперечного розподілу струму в збуджуючому соленоїді має вигляд

$f(y) = \{-[\eta(y+b) - \eta(y+a)] + [\eta(y-a) - \eta(y-b)]\}$, де $\eta(y)$ – ступінчаста функція Хевісайда [10], $2a, 2b$ – внутрішній і зовнішній розміри (див. рис. 1, б).

• Витки обмоток біфіляра щільно прилягають один до одного так, що утворюють суцільну металеву поверхню.

• «Електродинамічна товщина» металу обмоток біфіляра є досить малою, що у цьому випадку відповідає достатньо низьким частотам діючих полів, так що $\omega \cdot \tau < 1$, де ω – циклічна частота збуджуючого струму в індукторі, $\tau = \mu_0 \gamma d^2$ – характерний час дифузії поля в немагнітний (μ_0 – магнітна проникність вакууму) провідний шар товщиною d , питомою електропровідністю γ . «Електродинамічну товщину» провідного шару як числову характеристику ступеня його «прозорості» для діючого поля можна визначити як величину, пропорційну відношенню характерного часу дифузії в провідний шар τ до характерного параметру діючого поля, його періоду – T . Згідно з цим визначенням, «електродинамічна товщина» – це відношення $\tau/T \sim (\omega \cdot \tau)$. У разі інтенсивних процесів проникнення $\omega \tau < 1$, що відповідає нерівності – $d / \Delta < 1$, де Δ – величина скін-шару [8, 9, 12].

Відстані між соленоїдом-індуктором і гілками обмотки біфіляра h досить малі, що дає змогу знехтувати крайовими ефектами.

• У системі збуджуються пакети плоских хвиль, їхні параметри задовольняють квазістаціонарному наближенню по Ландау $\omega l / c \ll 1$, де c – швидкість світла у вакуумі, l – максимальний розмір в системі [2, 3, 9].

Рівняння Максвелла ($E_x \neq 0, H_y, z \neq 0$) для збуджуваних складових електромагнітного поля, перетворених за Лапласом з урахуванням нульових початкових умов, мають вигляд [12]

$$\begin{cases} \frac{\partial H_z(p, y, z)}{\partial y} - \frac{\partial H_y(p, y, z)}{\partial z} = j_x(p, y, z), \\ \frac{\partial E_x(p, y, z)}{\partial z} = -p\mu_0 H_y(p, y, z), \\ \frac{\partial E_x(p, y, z)}{\partial y} = p\mu_0 H_z(p, y, z), \end{cases} \quad (1)$$

де p – параметр перетворення Лапласа, $E_x(p, y, z) = L\{E_x(t, y, z)\}$, $H_{y,z}(p, y, z) = L\{H_{y,z}(t, y, z)\}$, $j_x(p, y, z) = L\{j_x(t, y, z)\}$, $j(p) = I(p)(b-a)^{-1}$, $j(p) = L\{j_m \cdot \sin(\omega t)\}$, $I(p) = L\{I(t)\}$.

З диференціальної системи (1) можна отримати рівняння для $E_x(p, y, z)$

$$\frac{\partial^2 E_x(p, y, z)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_x(p, y, z)}{\partial z^2} = j_x(p, y, z). \quad (2)$$

Для вирішення рівняння (2) можна застосувати інтегральне синус-перетворення Фур'є [13]. Допустимість даного математичного підходу обумовлена електричною асиметрією прийнятої розрахункової моделі щодо осі аплікату.

Таким чином, маємо

$$\begin{cases} E_x(p, y, z) = \int_0^\infty E_x(p, \lambda, z) \cdot \sin(\lambda y) d\lambda, \\ j_x(p, y, z) = \int_0^\infty j_x(p, \lambda, z) \cdot \sin(\lambda y) d\lambda, \end{cases} \quad (3)$$

де $j_x(p, \lambda, z) = \int_0^\infty j_x(p, y, z) \sin(\lambda y) dy = j(p) f(\lambda) \delta(z)$,

$$f(\lambda) = \frac{2}{\pi} \int_0^\infty f(y) \sin(\lambda y) dy = \frac{4}{\pi \cdot \lambda} \sin\left(\lambda \frac{b+a}{2}\right) \sin\left(\lambda \frac{b-a}{2}\right).$$

З урахуванням (3) рівняння (2) набуває вигляду

$$\frac{\partial^2 E_x(p, y, z)}{\partial z^2} - \lambda^2 E_x(p, y, z) = K(p, \lambda) \cdot \delta(z), \quad (4)$$

де $K(p, \lambda) = \mu_0 p j(p) f(\lambda)$.

Загальний інтеграл рівняння (4) з урахуванням симетрії щодо осі ординат запишеться наступним чином [6]:

$$E_x(p, \lambda, z) = A(p, \lambda) \cdot \text{ch}(\lambda z) + \frac{K(p, \lambda)}{\lambda} \cdot \eta(z) \cdot \text{sh}(\lambda z), \quad (5)$$

де $A(p, \lambda)$ – довільна стала інтегрування

Зображення тангенціальної складової компоненти напруженості магнітного поля можна знайти підстановкою формули (5) у друге рівняння системи (1).

$$H_y(p, y, z) = -\frac{\lambda}{p\mu_0} \cdot \left[A(p, \lambda) \cdot \text{sh}(\lambda z) + \frac{1}{\lambda} \cdot K(p, \lambda) \cdot (\eta(z) - 0,5) \cdot \text{ch}(\lambda z) \right]. \quad (6)$$

Вирази (5) і (6) повинні задовольняти наближеній граничній умові на поверхні тонкостінного провідника [12]

$$H_y(p, \lambda, z = h) \approx (\gamma \cdot d) \cdot E_x(p, \lambda, z = h). \quad (7)$$

Підставляючи (5) і (6) в (7) знаходимо, що

$$A(p, \lambda) = -\frac{1}{2\lambda} \cdot K(p, \lambda) \cdot \frac{\left[\text{sh}(\lambda h) + \frac{\lambda}{p\mu_0(\gamma \cdot d)} \cdot \text{ch}(\lambda h) \right]}{\left[\text{ch}(\lambda h) + \frac{\lambda}{p\mu_0(\gamma \cdot d)} \cdot \text{sh}(\lambda h) \right]}. \quad (8)$$

В кінцевому підсумку задля оцінки індукційних ефектів становить інтерес густина струму, що збуджується в обмотках біфіляра. Для визначення цієї характеристики електромагнітних процесів в розглянутій індукторній системі залежність (8) підставимо в формулу (5). Отриманий результат помножимо на питому електропровідність металу обмоток біфіляра і врахуємо, що в тонкостінному провіднику поперечний розподіл струмів є рівномірним [8, 9, 12].

Опускаючи громіздкі тотожні перетворення, знаходимо зображення лінійної густини струму в обмотках біфіляра

$$j_i(p, \lambda) = -\frac{1}{2} \cdot \frac{f(\lambda)}{\text{ch}(\lambda h)} \cdot F(p, \lambda), \quad (9)$$

де $F(p, \lambda) = (p \cdot j(p)) \cdot \left[p + \frac{\lambda}{(\mu_0 \cdot \gamma \cdot d)} \cdot \text{th}(\lambda h) \right]^{-1}$.

Оригінал функції $F(p, \lambda)$ можна визначити як згортку наступного вигляду [13]:

$$F(p, \lambda) \Leftrightarrow F(t, \lambda) = \omega \cdot \cos(\omega \cdot t) * e^{-\Omega t}, \quad (10)$$

де $\Omega = \lambda(\mu_0 \gamma d)^{-1} \cdot \text{th}(\lambda h)$.

Після обчислень у виразу (10) для стаціонарного режиму в часі знаходимо

$$F(t, \lambda) \approx \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + \Omega^2}} \cdot \cos(\omega t - \psi), \quad (11)$$

де $\psi = \arctg(\omega / \Omega)$.

З урахуванням (11) виконаємо в (9) зворотне косинус-перетворення Фур'є [13]. Отримаємо амплітудно-часову залежність для струму, що збуджується в обмотках біфіляра

$$j_i(t, y) = -j_m \cdot \frac{\omega}{2} \cdot \int_0^\infty \frac{\cos(\omega t - \psi)}{\sqrt{\omega^2 + \Omega^2}} \cdot \frac{f(\lambda)}{\text{ch}(\lambda h)} \cdot \sin(\lambda y) d\lambda. \quad (12)$$

Аналіз конкретних прикладів. Результат (12) проаналізуємо у двох можливих варіантах геометрії запропонованої індукторної системи.

1. Відстань між обмотками соленоїда-індуктора і біфіляра досить мала, тобто $h \rightarrow 0$.

У цьому випадку досить строго $\left\{ \Omega \rightarrow 0, \psi \rightarrow \frac{\pi}{2} \right\}$, і формула (12) набуває вигляду

$$j_i(t, y) \approx -\frac{J_m}{2} \cdot \sin(\omega t) \cdot \int_0^{\infty} f(\lambda) \cdot \sin(\lambda y) d\lambda. \quad (13)$$

Інтеграл у виразі (13) є синус-перетворення Фур'є функції поперечного розподілу збуджуючого струму. З урахуванням відповідної залежності з формули (3) вираз (13) запишеться наступним чином:

$$|j_i(t, y)| \approx -\frac{J_m}{2} \cdot \sin(\omega t) \cdot [\eta(y-a) - \eta(y-b)]. \quad (14)$$

Отриманий результат говорить про те, що в рамках прийнятої ідеалізації, коли $h \rightarrow 0$, функції збуджуючого струму і струму, індукованого в обмотках біфіляра, є однаковими, а амплітуда останнього є максимальною і дорівнює половині амплітуди струму в індукторі.

2. Відстань між обмотками соленоїда-індуктора і біфіляра довільна, але внутрішнє вікно в обмотках відсутнє, тобто, $a \rightarrow 0$. В цьому випадку косинус-перетворення Фур'є для функції поперечного розподілу збуджуючого струму з формули (3) набуває вигляду

$$f(\lambda) = \frac{2b}{\pi} \cdot \frac{\sin^2(\lambda b / 2)}{(\lambda b / 2)}. \quad (15)$$

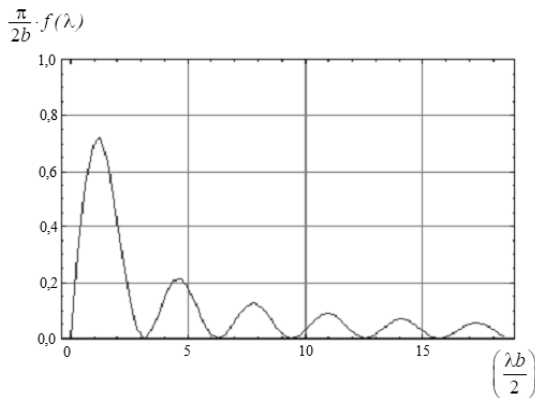


Рис. 2

Функціональна залежність $f(\lambda)$ від параметра $(\lambda b / 2)$ показана на рис. 2, з якого видно, що висота локальних максимумів зменшується з ростом параметра $(\lambda b / 2)$, і при $(\lambda b / 2) \geq 20$ можна вважати, що $f(\lambda) \rightarrow 0$ (це також слідує з формули (15)).

Цей результат дає змогу отримати наближені оцінки для максимальної величини змінної інтегрування в (12) – $\lambda_m \approx 40 / b$ і максимального значення параметра $\Omega_m = \lambda_m (\mu_0 \gamma d)^{-1} \cdot \text{th}(\lambda_m h) \approx 15 (\mu_0 \gamma d \cdot b)^{-1} \cdot \text{th}(15 \cdot h / b)$.

Для експериментальної моделі ($b=0,1$ м, $h=0,0005$ м, $d=0,0001$ м, $\omega=2\pi \cdot 25000$ Гц, $\gamma=5,85$ 1/(Ом·м)) знаходимо, що $\lambda_m = 400$, $\Omega_m = 10739,6$ Гц і $\Omega_m / \omega = 0,068$, $\psi = 0,478 \cdot \pi \approx \pi / 2$, $\text{ch}(\lambda_m \cdot h) = 1,02$. Виконані оцінки дозволяють застосувати вираз (12).

Отже, для густини струму, індукованого в обмотках біфіляра експериментальної моделі, знаходимо, що $|j_i(t, y)| \approx -\frac{J_m}{2} \cdot \sin(\omega t) \cdot \eta(y-b) \Big|_{b=0,1 \text{ м}}$. Отриманий результат в порівнянні з залежністю

(14) показує практичну незмінність форми і амплітуди індукованого струму у широкому діапазоні змінних параметрів запропонованої перетворювальної системи.

Закінчуючи аналіз, слід зазначити дві дуже важливі обставини, що є очевидними фізично, і які можна віднести до переваг запропонованої системи:

- мінімальний вплив полів індукованих струмів на процеси власне в обмотці збуджуючого соленоїда, оскільки внаслідок асиметрії збуджуваного магнітного поля інтеграл по замкненому контуру у поперечному розрізі від напруженості поля у внутрішній порожнині між обмотками біфіляру буде дорівнювати нулю;

- мінімальні втрати збуджених струмів, що визначається істотним зниженням паразитної міжвиткової ємності за рахунок тонкостінності обмоток біфіляра.

Висновки.

1. Запропоновано і проаналізовано дієздатність плоскої прямокутної перетворювальної системи, яка складається з тонкого соленоїда, розміщеного між гілками біфіляра – тонкостінними багатовитковими котушками.

2. Відзначено особливість запропонованої системи з використання електродинамічних ефектів, за якими має місце відсутність впливу вторинних контурів на первинні, відсутність проникнення

плоских хвиль крізь метал обмоток біфіляра у вільний простір, що дозволяє знизити втрати енергії, обумовлені її розсіюванням у навколишньому середовищі.

3. Показано практичну незмінність форми і амплітуди струму, збудженого в обмотках біфіляра, в достатньо широкому діапазоні можливих параметрів розглянутої системи.

4. Підтверджено конкретними прикладами якісні теоретичні висновки, що є свідомством працездатності запропонованої перетворювальної системи і дає змогу в подальшому перейти до рекомендацій з вибору нових конструкцій елементів обладнання в магнітно-імпульсній обробці металів.

Роботу виконано у Харківському національному автомобільно-дорожньому університеті за держбюджетною темою, державний реєстраційний номер 0119U001298: «Енергозберігаючі маловитратні технології створення та ремонту гібридних транспортних засобів різного призначення».

1. Padmanabhan K., Swaminathan P. Electronic Components. New Delhi: Laxmi Publications LTD, 2006. 204 p.
2. Fireteanu V., Tudorache. Electromagnetic Forces in Transverse Flux Induction Heating. *IEEE Transaction on Magnetics*. 2000. 36(4), pp. 1792–1795.
3. Kudasov, Y.B., Maslov, D.A., Surdin, O.M. The efficiency of backward magnetic-pulse processing, *Technical Physics Letters*, 2017. Vol. 43. No 1. Pp. 92–94.
4. Батигін Ю.В., Гнатов А.В. Особливості збудження електромагнітних сил при магнітно-імпульсній обробці листових феромагнетиків. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 1. С. 71-77.
5. Hendrickson I.G., Hansen K.A. Electromagnetic dent remover with tapped work coil. Patent USA 4986102, 1991.
6. Olsen R.R, Electromagnetic work coil. Patent USA 7068134 B2, 2006.
7. Berg F.P., Smith D.B. Layered wing coil for an electromagnetic dent remover. Patent USA 7114242 B2, 2006.
8. Shneerson G.A, Dolotenko M.I., Krivosheev S.I. Strong and Superstrong Pulsed Magnetic Fields Generation. Berlin: Walter de Gruyter, 2014. 429 p.
9. Batygin Yu., Barbashova M., Sabokar O. Electromagnetic Metal Forming for Advanced Processing Technologies. Cham: Springer International Publishing AG, 2018. 94 p.
10. Батыгин Ю.В., Шиндерук С.А., Чаплыгин Е.А., Еремина Е.Ф., Борисенко Б.В. Цилиндрическая индукторная система с внешним бифилярным соленоидом. Анализ электромагнитных процессов. *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*. 2019. № 6(278). С. 44-48.
11. Батыгин Ю.В., Шиндерук С.О., Чаплигин Е.О., Срьоміна О.Ф. Електромагнітні процеси в плоскій круговій системі з індуктором між тонкими катушками біфіляра. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 4. С. 19-24. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2020.04.019>
12. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Харьков: МОСТ-Торнадо, 2003. 284 с
13. Корн Г., Корн Т., Справочник по математике. М.: Наука, 1973. 831 с.
14. Яворский Б.М., Детлаф А.А., Лебедев А.К., Справочник по физике для инженеров и студентов ВУЗов. М.: ООО «Издательство Оникс», 2006. 1056 с.

УДК 621.318

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРОЦЕСИ В ПЛОСКОЇ ПРЯМОУГОЛЬНОЇ СИСТЕМІ С ІНДУКТОРОМ МЕЖДУ ТОНКИМИ КАТУШКАМИ БІФІЛЯРА

Ю.В. Батыгин, докт.техн.наук, **С.А. Шиндерук**, канд.техн.наук, **Е.Ф. Ерєміна**, канд.техн.наук, **Е.А. Чаплыгин**, канд.техн.наук

Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет,

ул. Ярослава Мудрого, 25, Харьков, 61002, Украина,

e-mail: s.shinderuk.2016102@ukr.net.

Цель исследований – анализ и оценка характеристик электромагнитных процессов в предложенной плоской прямоугольной системе, состоящей из тонкого соленоида-индуктора, расположенного между ветвями бифиляра – тонкостенными многovitковыми катушками. Проведен анализ электромагнитных процессов и получены оценки возбуждаемых токов. Показано, что при минимальном зазоре между обмотками соленоида-индуктора и бифиляра временные функции возбуждающего тока и тока, индуцированного в обмотках бифиляра, одинаковы, а амплитуда последнего максимальна и равна половине амплитуды тока в индукторе. Получено, что предложенная система обладает практической неизменностью временной формы и амплитуды индуцированного тока в широком диапазоне варьируемых геометрических параметров. Отмечено минимальное влияние полей индуцированных токов на процессы в соленоиде-индукторе и минимальные потери при снятии

индуцированного сигнала с обмоток бифилара. Физически первое объясняется асимметрией возбуждаемого магнитного поля относительно плоскости соленоида-индуктора, второе – существенным снижением паразитной межвитковой емкости за счет тонкостенности обмоток бифилара. Полученные результаты позволяют дать практические рекомендации при выборе конструкторских решений для элементов новых схем обработки магнитно-импульсной обработки металлов. Библ 14, рис. 2.

Ключевые слова: бифиларная катушка, плоская прямоугольная система, магнитно-импульсная обработка металлов, преобразование энергии, соленоид-индуктор.

ELECTROMAGNETIC PROCESSES IN A FLAT RECTANGULAR SYSTEM WITH AN INDUCTOR BETWEEN THIN BIFILAR COILS

Yu.V. Batygin, S.O. Shinderuk, O.F. Yeryomina, E.A. Chaplygin

Kharkiv National Automobile and Highway University,

25, Yaroslava Mudruho Street, Kharkiv, 61002, Ukraine,

e-mail: s.shinderuk.2016102@ukr.net.

The aim of the research is the analysis and evaluation of the electromagnetic processes characteristics in the proposed flat rectangular system consisting of a thin solenoid-inductor located between the branches of the bifilar, thin-walled multi-turn coils. The analysis of electromagnetic processes and the obtained estimates of the excited currents are carried out. It is shown that with a minimum gap between the windings of the solenoid-inductor and the bifilar, the time functions of the exciting current and the current induced in the bifilar windings are the same, and the amplitude of the latter is maximum and equal to half the current amplitude in the inductor. It was found that the proposed system has a practical invariance of the time shape and amplitude of the induced current in a wide range of variable geometric parameters. The minimal effect of the fields of induced currents on the processes in the solenoid-inductor and the minimum losses when removing the induced signal from the bifilar windings are noted. Physically, the first is due to the asymmetry of the excited magnetic field relative to the plane of the solenoid-inductor, the second is due to a significant decrease in spurious inter-turn capacitance due to the thinness of the bifilar windings. The obtained results allow us to give practical recommendations when choosing design solutions for elements of new circuits of equipment for magnetic pulse metal processing. References 14, figures 2.

Keywords: bifilar coil, flat rectangular system, magnetic-pulse treatment of metals, energy transformation, solenoid-inductor.

1. Padmanabhan K., Swaminathan P. Electronic Components. New Delhi: Laxmi Publications LTD, 2006. 204 p.
2. Fireteanu V., Tudorache. Electromagnetic Forces in Transverse Flux Induction Heating. *IEEE Transaction on Magnetics*. 2000. 36(4), pp. 1792–1795.
3. Kudasov, Y.B., Maslov, D.A., Surdin, O.M. The efficiency of backward magnetic-pulse processing, *Technical Physics Letters*, 2017. Vol. 43. No 1. Pp. 92–94.
4. Batyhin Yu.V., Hnatov A.V. The features of the electrical magnetic forces excitation in the magnetic pulse sheet ferromagnetic metal working. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 1. Pp. 71-77. (Ukr)
5. Hendrickson I.G., Hansen K.A. Electromagnetic dent remover with tapped work coil. Patent USA 4986102, 1991.
6. Olsen R.R, Electromagnetic work coil. Patent USA 7068134 B2, 2006.
7. Berg F.P., Smith D.B. Layered wing coil for an electromagnetic dent remover. Patent USA 7114242 B2, 2006.
8. Shneerson G.A., Dolotenko M.I., Krivosheev S.I. Strong and Superstrong Pulsed Magnetic Fields Generation. Berlin: Walter de Gruyter, 2014. 429 p.
9. Batygin Yu., Barbashova M., Sabokar O. Electromagnetic Metal Forming for Advanced Processing Technologies. Cham: Springer International Publishing AG, 2018. 94 p.
10. Batyhin Y.V., Shinderuk S.A., Chaplygin E.A., Yeryomina O.F., Borisenko B.V. Cylindrical inductor system with external bifilar solenoid. Analysis of electromagnetic processes. *Visnyk Khmelnytskoho natsionalnoho universytetu. Tekhnichni nauky*. 2019. № 6(278). Pp. 43-88. (Rus)
11. Batyhin Y.V., Shinderuk S.O., Electromagnetic processes in a flat circular system with an inductor between thin bifilar coils. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 4. Pp. 19-24. (Ukr)
DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.019>
12. Batygin Yu.V., Lavinskij V.I., Himenko L.T. Pulsed magnetic fields for advanced technology. Kharkiv: MOST-Tornado, 2003. 284 p. (Rus)
13. Korn H., Korn T. Mathematical Handbook. Moskva: Nauka, 1973. 831 p. (Rus)
14. Yavorskii B.M., Detlaf A.A., Lebedev A.K. Physics handbook for engineers and students of universities. Moskva: Oniks Publishing, 2006. 1056 p. (Rus)

Надійшла 26.03.2020
Остаточний варіант 18.05.2020

ОСОБЛИВОСТІ РОЗПОДІЛІВ ЗА ДІАМЕТРАМИ ОТРИМАНИХ ЗА СУБМІЛІСЕКУНДНІЙ ТРИВАЛОСТІ РОЗРЯДНИХ ІМПУЛЬСІВ ІСКРОЕРОЗІЙНИХ ЧАСТИНОК АЛЮМІНІЮ І ЛУНОК НА ПОВЕРХНІ ЙОГО ГРАНУЛ

Н.А. Шидловська^{1*}, чл.-кор. НАН України, С.М. Захарченко^{1**}, докт. техн. наук,

А.О. Перекош^{2***}, канд. фіз.-мат. наук

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: shydlovska@ied.org.ua, snzakhar@ukr.net

² Інститут металофізики ім. Г.В. Курдюмова НАН України,

бульв. акад. Вернадського, 36, Київ, 03142, Україна.

E-mail: perekos@ukr.net

Наведено умови і методу отримання одномодальних розподілів за розмірами іскроерозійних частинок алюмінію. Розраховано статистичні параметри розподілів за розмірами іскроерозійних частинок алюмінію і лунок на поверхні його гранул, отриманих за субмілісекундній тривалості розрядних імпульсів. Проведено порівняльний аналіз об'ємів металу ерозійних лунок і частинок. Перевірено узгодженість отриманих на практиці розподілів за діаметрами іскроерозійних частинок і лунок з наступними теоретичними розподілами безперервної випадкової величини: Гауса, Вейбулла, інтеграла функції Розіна-Раммлера та з логарифмічно нормальним. При цьому параметри теоретичних розподілів розраховувались як за статистичними параметрами отриманих на практиці розподілів, так і за критерієм мінімально можливого значення середнього модуля відносного відхилення теоретичного і практичного розподілів. Показано, що за значеннях параметрів теоретичних розподілів, які відповідають статистичним параметрам практичних розподілів, розподіл ерозійних частинок за діаметром найкраще узгоджується з розподілом Гауса, а лунок – з розподілом інтеграла функції Розіна-Раммлера. Бібл. 27, рис. 2, табл. 3.

Ключові слова: розрядні імпульси, електроіскрове диспергування металів, розподіл іскроерозійних частинок.

Вступ. Формування іскро- та плазмоерозійних частинок металів і сплавів в процесі об'ємного електроімпульсного диспергування шарів їхніх гранул є основою технологічних процесів отримання мікродисперсних [1-6], в тому числі аморфних [7] і аморфно-кристалічних [8], нанодисперсних [9] порошків металів і сплавів як у криогенних [5, 6], так і некриогенних робочих рідинах, нанодисперсних гідрозолів біологічно активних металів [10-12], а також знезараження і очищення промислових водних скидів та природних поверхневих вод [13-15]. Без детального вивчення механізмів та особливостей формування ерозійних частинок металів в результаті проходження розрядних струмів у шарі їхніх гранул вкрай важко забезпечити підвищення ефективності зазначених вище технологічних процесів та режимів роботи відповідного електротехнічного обладнання.

Основні механізми формування іскроерозійних частинок металів розглядалися в роботах [1, 6, 7, 12, 16, 17] та в ін. Проте досі дискусійним є ряд питань. **Метою** роботи є пошук відповідей на наступні з них: за яких умов розподіл ерозійних частинок за розмірами є одномодальним, якими теоретичними законами розподілу безперервної випадкової величини найбільш коректно можна описати розподіли за розмірами ерозійних частинок та ерозійних лунок на поверхні гранул, як вони співвідносяться між собою, чи можна оцінювати параметри ерозійних частинок середньостатистичного діаметра за параметрами лунок середньостатистичного діаметра.

Методика досліджень, обладнання і матеріали. Об'єктами статистичного аналізу були іскроерозійні частинки та лунки на поверхні гранул алюмінію, отримані в ході їх електроімпульсного диспергування у водопровідній воді. Лабораторна установка електроімпульсного диспергування шарів металевих гранул у некриогенних робочих рідинах, на якій вони були отримані, складалася з транзисторного генератора розрядних імпульсів, розрядної камери, седиментаційного бака-уловлювача ерозійних частинок і цифрового запам'ятовуючого осцилографа Siglent SDS1104CFL із стандартним щупом 1:10 як датчиком напруги розрядних імпульсів та імпульсним трансформатором струму як датчиком розрядного струму.

У загальному випадку розподіл за розмірами іскроерозійних частинок металів і сплавів має три моди [6]. Перша мода (пік) відповідає найдрібнішим (як правило, до 1 мкм) частинкам, які

© Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Перекош А.О., 2021

ORCID ID: * <http://orcid.org/0000-0002-9907-7416>, ** <http://orcid.org/0000-0002-8597-8045>,

*** <https://orcid.org/0000-0002-1669-2342>

утворюються в результаті конденсації в парах робочої рідини навколо плазмових каналів парів металів і сплавів, утворених з матеріалу гранул в результаті їх іскрової або плазмової ерозії. Об'єми таких частинок, як правило, на один – три порядки менші, ніж найменших ерозійних лунок, що свідчить про те, що з однієї лунки у таких режимах можуть утворюватися від десятків до тисяч частинок. Друга мода відповідає частинкам, розміри яких, як правило, становлять від 1 до приблизно 50 мкм. Переважна їх більшість утворена в результаті застигання розплавленого металу гранул в парах робочої рідини та в ній. Третя мода відповідає частинкам з розмірами від приблизно 50 до кількох сотень мікрометрів (в залежності від сплаву, робочої рідини, умов диспергування та ін.). Третя мода зазвичай спостерігається тільки при диспергуванні крихких сплавів з низькою міцністю, наприклад, сплавів з магнітною пам'яттю форми групи Ni-Mn-Ga у криогенних рідинах [6].

Як правило, частинки, розміри яких відповідають двом першим модам, мають квазікульову форму, хоча зустрічаються частинки складних форм і навіть порожнисті [4, 5]. Частинки, розміри яких відповідають третій моді розподілу, майже завжди мають форму уламків з чітко вираженими гранями та гострими ребрами. Зустрічаються навіть частинки голкоподібної форми [6]. Такі частинки утворюються в результаті механічного руйнування гранул крихких сплавів під дією гідравлічних ударів, які виникають в розрядних камерах малих об'ємів (до сотень кубічних сантиметрів) під дією розрядних імпульсів з енергією близько десяти Джоулів і більше, або в результаті стрімкого перепаду температур у разі занурення гранул у криогенну робочу рідину та екстракції з неї.

Повний діапазон розмірів плазмо- та іскроерозійних частинок металів і сплавів дуже великий – від десятків нанометрів до сотень мікрометрів, тому для дослідження частинок з усіма можливими розмірами потрібно залучати різні типи мікроскопів. Для дослідження частинок з розмірами від 10 нм до 1 мкм – електронні, від 1 до 5 мкм – імерсійні оптичні, від 2 до сотень мікрометрів – металографічні оптичні з об'єктивами різної кратності. Оскільки методика приготування зразків для різних типів мікроскопів різна, то для дослідження одного і того ж самого зразка технічно неможливе використання всіх згаданих мікроскопів. Тому різні ділянки розподілу досліджують на різних зразках з використанням різних пристроїв. У розпорядженні авторів був лише металографічний оптичний мікроскоп Neophot 2 з цифровою камерою-окуляром і програмним забезпеченням Image-Pro, який дозволяв ефективно досліджувати об'єкти з розмірами від 2 до 100 мкм. Тому першочергова увага під час вибору металу гранул і режимів диспергування приділялася тому, щоб розміри ерозійних частинок і лунок були у зазначених вище межах. Оскільки горизонтальна проекція ерозійних частинок та лунок не завжди мала форму правильного кола, їх діаметр розраховувався програмою Image-Pro як діаметр кола еквівалентної площі.

Матеріалами гранул і електродів було вибрано широкодоступні електротехнічні сплави алюмінію А7Е та АД0 з малим (менше 0,3% та менше 0,5% відповідно) вмістом домішок інших хімічних елементів. Робочою рідиною була водопровідна вода. В результаті хімічної взаємодії з водою ерозійні частинки алюмінію субмікронних розмірів швидко перетворювалися на гідроксид алюмінію, який виносився з розрядної камери і седиментаційного баку-уловлювача потоком водопровідної води в каналізацію. Таким чином, у зразках були відсутні частинки розмірами менше 1 мкм, які не могли бути ефективно розпізнані даним мікроскопом як окремі об'єкти, а лише забруднювали зразок. Алюміній та його сплави не є крихкими, і відносно великі уламки його гранул в ході експериментів у лабораторній розрядній камері не спостерігалися навіть за енергії імпульсів до 20 Дж у разі підвищення початкової напруги на робочому конденсаторі до 600 В і вище в інших режимах. В даних експериментах енергія імпульсів не перевищувала 15 Дж, навіть за підживлення робочого конденсатора від зарядного пристрою безпосередньо в процесі його розряду, тому частинки з розмірами понад 50 мкм також були відсутні, і зразки могли ефективно досліджуватися на описаному вище обладнанні.

Задля підвищення точності вимірювання розмірів ерозійних частинок і лунок режими диспергування гранул алюмінію вибиралися такими, щоб пік розподілу ерозійних частинок за розмірами зміщувався у бік великих значень діаметрів (більше 10 мкм). Як було показано у [18], одним із факторів, який сприяє збільшенню як загальних розмірів ерозійних частинок металів, так і їхнього кристалічного ядра (області когерентного розсіювання рентгенівських променів), є збільшення тривалості розрядних імпульсів τ . Тому у процесі отримання ерозійних частинок тривалість розрядних імпульсів була максимальною для усталеної роботи генератора імпульсів з лабораторною розрядною камерою і складала $\tau = 500$ мкс. Задля забезпечення малого спаду напруги на електродах розрядної камери протягом всієї тривалості імпульсу ємність робочого конденсатора

встановлювалася максимально можливою для даної конфігурації обладнання $C = 330$ мкФ, а зарядний пристрій не відключався під час розряду робочого конденсатора. Це сприяло наближенню форми імпульсів напруги до прямокутної.

Збільшення амплітуди напруги розрядних імпульсів U_m однозначно збільшує енергію всього імпульсу, що теоретично сприяє збільшенню об'ємів металу, які розплавляються та випаровуються за умови безперервного протікання струму в одних і тих самих ділянках гранул, тобто збільшенню розмірів ерозійних частинок. Але за таких умов швидкість нагрівання, розплавлення і випаровування металу також зростає, і його відокремлення від гранули з утворенням лунки може настати значно раніше закінчення тривалості всього імпульсу розрядного струму. При цьому в деяких режимах це може призвести до зменшення енергії, яка виділилася в окремому плазмовому каналі та прилеглих до нього областях гранул, порівняно з режимом, в якому амплітуда імпульсу напруги була меншою, проте тривалість існування окремого плазмового каналу була більшою. Як бачимо, збільшення амплітуди імпульсів напруги в усталених режимах завжди призводить до збільшення продуктивності процесу, але не завжди до збільшення розмірів ерозійних частинок. Тому під час вибору амплітуди імпульсів розрядної напруги автори перш за все зважали на стабільність і продуктивність процесу. В досліді середнє значення амплітуди напруги було $U_m = 180$ В, а середня амплітуда імпульсу розрядного струму – $I_m = 140$ А.

В розрядній камері з вертикальними електродами розміщувалися гранули сплаву А7Е квазікульової форми діаметром $d_g \approx 4$ мм. З метою підвищення стабільності процесу диспергування їхня поверхня пройшла попереднє іскроерозійне оброблення. Висота їхнього шару h складала 25 мм, ширина – $y = 60$ мм, а відстань між електродами $l = 50$ мм. Проток води Q був направлений знизу до гори і в процесі диспергування складав приблизно 12 мл/с, що забезпечувало його стабільність і виніс переважної кількості ерозійних частинок з активної зони розрядної камери до седиментаційного баку. Задля виносу найбільших ерозійних частинок швидкість потоку робочої рідини періодично збільшували до 50 мл/с.

Результати досліджень та обговорення. Результати оптичної гранулометрії ерозійних частинок та лунок на поверхні гранул та їхньої статистичної обробки представлено у табл. 1.

Таблиця 1

Діаметр частинок d_p , мкм		Кількість в інтервалі n_j	Відсоток в інтервалі, %	Діаметр лунок d_c , мкм		Кількість в інтервалі n_j	Відсоток в інтервалі, %
Інтервал	Центр інтервалу			Інтервал	Центр інтервалу		
0 – 5	2,5	23	12,85	0 – 10	5	30	35,29
5 – 10	7,5	37	20,67	10 – 20	15	24	28,24
10 – 15	12,5	49	27,37	20 – 30	25	17	20,00
15 – 20	17,5	33	18,44	30 – 40	35	7	8,24
20 – 25	22,5	25	13,97	40 – 50	45	5	5,88
25 – 30	27,5	12	6,70	50 – 60	55	2	2,35
Загальна кількість n_p		179	100	Загальна кількість n_c		85	100
Мат. сподівання $M[d_p]$, мкм		13,506	–	Мат. сподівання $M[d_c]$, мкм		17,824	–
Дисперсія $D[d_p]$, мкм ²		50,665	–	Дисперсія $D[d_c]$, мкм ²		170,851	–
Коефіцієнт варіації $\nu[d_p]$		0,5270	–	Коефіцієнт варіації $\nu[d_c]$		0,7334	–
Об'єм кулі середнього діаметру V_{dp}^* , мкм ³		1289,85	–	Об'єм півкулі середнього діаметру V_{dc}^* , мкм ³		1482,35	–

Загальна кількість вимірних діаметрів частинок n_p була $179 > 50$, лунок $n_c = 85 > 50$, а кількість об'єктів в кожному з інтервалів їх розподілу (крім одного) перевищувала 5 (табл. 1). Це свідчить, що закон великих чисел виконується і частота повторення діаметрів об'єктів прямує до імовірності їхнього спостереження, що дає змогу не тільки коректно застосовувати методи математичної статистики до отриманих розподілів, але і апроксимувати розподіли дискретної частоти спостереження функціями розподілу імовірності безперервної випадкової величини [19, 20]. Значення математичного сподівання $M[d]$, дисперсії $D[d]$ та коефіцієнта варіації $\nu[d]$ розподілів діаметрів об'єктів табл. 1 загальною кількістю n розраховувалися за класичними формулами:

$$M[d] = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n d_j, \quad D[d] = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (d_j - M[d])^2 \quad \text{та} \quad v[d] = \sqrt{D[d]}/M[d] \quad \text{відповідно.}$$

Об'єм ерозійної частинки середньостатистичного діаметра $\bar{d}_p = M[d_p]$, розрахований в гіпотезі її кульової форми за формулою $V_{\bar{d}_p} = \pi \bar{d}_p^3 / 6$, складає 1289,85 мкм³ (табл. 1). Ерозійні лунки в переважній більшості мали форму кульового сегмента. Якщо діаметр горизонтальної проекції лунок було легко визначити за їхніми фотографіями під мікроскопом, то її глибину за цими фотографіями визначити неможливо. Задля точного визначення глибини лунки необхідно зробити шліф гранули у площині, перпендикулярній горизонтальній проекції лунки, причому лінія симетрії горизонтальної проекції лунки повинна точно лежати у площині шліфу. Тоді, вивчаючи під мікроскопом поверхню шліфа, можна точно виміряти глибину лунки і діаметр її горизонтальної проекції. На жаль, під час аналізу розмірів лунок на поверхні гранул застосування цього методу на практиці пов'язане із значними труднощами, оскільки, по-перше, неможливо зробити шліф кульової гранули малих розмірів точно у площині лінії симетрії лунки розміром кілька десятків мікрометрів, а по-друге, такий шліф зруйнує інші лунки, не даючи можливість виміряти їхні параметри.

Проте в процесі диспергування беруть участь не тільки гранули, а також і електроди, які мають форму прямокутного паралелепіпеду. Вивчаючи під мікроскопом шліфи торців електродів можна знайти на них лунки, вісь симетрії яких близька до площини шліфів. З використанням такого підходу авторами [16] отримано графіки розкиду глибини ерозійних лунок на електродах та на гранулах в залежності від їхнього діаметру. Використання такої методики для електродів у формі прямокутного паралелепіпеду технічно можливе і зрозуміле. У разі достатній довжині лінії шліфів можливо набрати відповідну статистику. Для гранул невеликого розміру і довільної форми вочевидь ця методика не дуже підходить через складність шліфування таких об'єктів без руйнування їхньої поверхні в зонах, які досліджуються, та відносно малу кількість лунок у периметрі такого шліфа, що не дозволяє ефективно використовувати статистичні методи. Крім того в обох випадках точність вимірювання істотно знижується по мірі віддалення площини шліфа від вісі симетрії лунки, що проконтролювати майже неможливо.

За даними [16] можливі випадки, коли глибина ерозійних лунок перевищує радіус їхньої горизонтальної проекції, що суперечить фізиці формування іскроерозійних лунок і ніколи на практиці авторами не спостерігалось. Скоріш за все, такі результати є наслідком недосконалості методики вимірювання глибини лунок, яка застосовувалася у [16]. Для оцінювання глибини ерозійних лунок був використаний наступний підхід. В ручному режимі об'єктів мікроскопа фокусувався на поверхні гранули біля краю лунки, а потім фокусувався на дні лунки. За переміщенням мікрометричного гвинта фокусування об'єктива оцінювалася глибина лунки. Така методика є прийнятною тільки для відносно крупних (більше 20 мкм) лунок. Оскільки операція виконується вручну, дуже важко набрати достатню кількість вимірювань для коректного застосування апарату математичної статистики.

За результатами оцінки глибини п'яти великих лунок визначено, що вона лежить у межах від 40% до 50% значень їхнього діаметру. Зважаючи на це, під час визначення об'єму лунок автори умовно вважали що їхня глибина дорівнює радіусу їхньої горизонтальної проекції. Тому об'єм лунки середньостатистичного діаметра $\bar{d}_c = M[d_c]$ визначали як об'єм півкулі: $V_{\bar{d}_c} = \pi \bar{d}_c^3 / 12$. Як впливає з табл. 1, відношення об'єму лунки середньостатистичного діаметра до об'єму ерозійної частинки середньостатистичного діаметра становить приблизно 1,15, тобто з однієї такої лунки може сформуватися лише одна частинка середньостатистичного діаметру, а її об'єм – приблизно на 15% менший об'єму такої лунки. Але це не означає, що з об'єму металу однієї лунки завжди формується тільки одна ерозійна частинка. Це зауваження особливо стосується великих лунок і малих частинок. Відношення об'ємів лунок і частинок середніх значень діаметрів на першому і останньому інтервалах їхнього розподілу (табл. 1) становить 4.

У [16] зазначено, що за розрахунками з однієї лунки середнього об'єму на поверхні гранули могли бути сформовані 7 ерозійних частинок максимально можливого діаметру 29,47 мкм, а з однієї лунки середнього об'єму на поверхні електродів – до 60 – 70 таких частинок. Тобто, за даними [16] середній об'єм лунки в декілька разів перевищує об'єм не тільки середніх, а й найбільших ерозійних частинок і за ним складно оцінювати об'єми частинок. Це суперечить отриманим авторами даним, які наведено вище. Причиною цього є відмінність у матеріалах гранул, робочої рідини, параметрах

розрядних імпульсів і режимах диспергування цих двох досліджень, а також у недосконалості методики вимірювання глибини лунок, застосованої у [16]. При цьому максимальні значення діаметрів ерозійних частинок, отриманих у [16], – 29,47 мкм і у дослідженнях авторів – 30 мкм – майже співпали, а їхні середні значення 6,3 мкм в [16] та 13,5 мкм (табл. 1) відрізняються майже вдвічі. Це наводить на думку, що великі значення об'єму металу, виплавленого з однієї лунки, є лише необхідною, але не достатньою умовою формування частинки об'єму, наближеного до нього. Можливо на стадії затвердіння найбільших частинок вирішальну роль у формуванні їхніх розмірів грають сили поверхневого натягу розплавленого металу і сили гравітації та Архімеда, що діють на частинку.

Підбір теоретичних законів розподілу діаметрів ерозійних частинок і лунок. Гістограми розподілів за розмірами діаметрів ерозійних частинок і лунок, побудовані за даними табл. 1, показано на рис. 1 та рис. 2 відповідно. Визначення теоретичних законів розподілу, які найкращим чином описують отримані у ході експериментів результати, проводилося у три етапи. На першому етапі висувалися гіпотези щодо їх математичних виразів, виходячи з характерних випадків їхнього застосування та загального вигляду отриманих в ході експериментів розподілів. Оскільки: 1) на формування ерозійних частинок і лунок як одночасно, так і послідовно у часі, впливає багато факторів [1, 5, 7, 10-13]; 2) коефіцієнти варіації розподілів отриманих у ході експериментів даних лежать у діапазоні від 0,5 до 0,75 [23]; 3) вигляд розподілу для частинок є квазісиметричним і нагадує нормальний, то за рекомендаціями [19, 21-23] найбільш імовірно, що саме цей закон розподілу найкращим чином буде описувати отримані результати. Тому першим до розгляду було обрано саме нормальний закон розподілу, тобто розподіл Гауса [19, 21], щільність імовірності якого задається,

$$f_{NOR}(d) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D[d]}} \exp\left[\frac{(d - M[d])^2}{-2D[d]}\right]. \quad (1)$$

Крім того, виходячи з ознак 1 – 2, як альтернативні гіпотези також розглядалися розподіли Вейбула, логарифмічно нормальний та інтегралу функції Розіна-Рамлера.

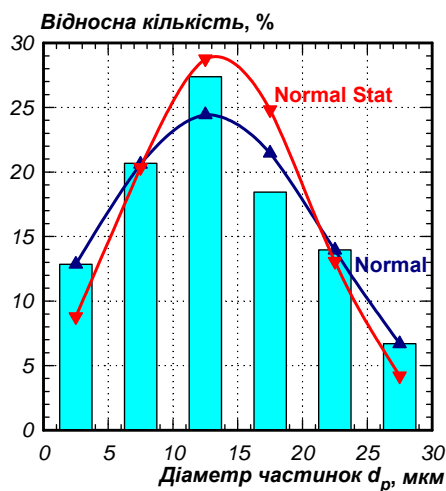


Рис. 1

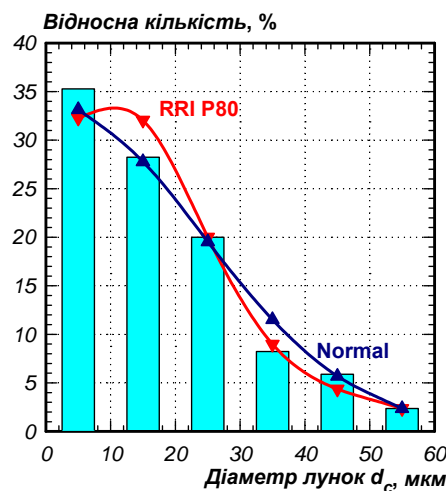


Рис. 2

Теоретичний розподіл (1) задано на інтервалі $d \in (-\infty; +\infty)$, у той час як отримані у ході експериментів розподіли задано лише на інтервалах $d_p \in [2,5; 27,5]$ мкм для ерозійних частинок і $d_c \in [5; 55]$ мкм для ерозійних лунок. Взагалі інтервали зміни аргументів всіх теоретичних розподілів значно ширші, ніж розподілів, отриманих в ході експериментів. Тому для

забезпечення значення 100% функцій розподілу в інтервалах зміни їхніх аргументів, які отримані у ході експериментів $[x_{min}; x_{max}]$, щільності імовірності всіх теоретичних розподілів $f(x)$ необхідно

домножити на поправочні коефіцієнти: $k = 100\% / \int_{x_{min}}^{x_{max}} f(x) dx$. Їхні значення для всіх розглянутих

теоретичних розподілів, а також значення параметрів цих розподілів і параметрів оцінювання якості апроксимацій ними розподілів діаметрів частинок наведено у табл. 2, а діаметрів лунок – у табл. 3.

На другому етапі за двома різними методами – моментів [21] та найменшого відхилення від результатів експериментів [24] – розраховувалися значення параметрів теоретичних розподілів. Метод моментів передбачає, що значення параметрів розподілів, які пов'язані з такими статистичними моментами як математичне сподівання $M[d]$, дисперсія $D[d]$ та іншими моментами більш високого порядку, розраховуються за відповідними формулами, виходячи із значень цих моментів, які отримано методами математичної статистики [21]. Суцільною кривою Normal Stat, дискретні значення якої у центрах інтервалів розподілу діаметрів ерозійних частинок за розмірами

(табл. 1) позначено трикутниками з вершиною вниз, на рис. 1 показано теоретичний розподіл (1), значення параметрів якого отримано методом моментів. Отримані в результаті статистичного аналізу експериментальних даних значення математичного сподівання $M[d_p]$ і дисперсії $D[d_p]$ цього розподілу наведено у табл. 1, а поправочного коефіцієнта k – у табл. 2.

Якість апроксимацій, отриманих у ході експериментів розподілів дискретних випадкових величин теоретичними функціями щільності розподілу безперервних випадкових величин, оцінювалася за двома незалежними методиками. За першою методикою, яка широко застосовується задля оцінювання якості апроксимацій, отриманих у ході експериментів залежностей аналітичними функціями, обчислювався середній модуль відносного відхилення апроксимації [24]

$$\delta[d] = \frac{100\%}{N} \sum_{j=1}^N \left| \frac{p(d_j) - f(d_j)}{p(d_j)} \right|, \quad (2)$$

де $p(d_j)$ – значення експериментальної залежності (у нашому випадку отримана у ході вимірювань імовірність потрапляння значення діаметра частинки або лунки у заданий інтервал їх розподілу); $f(d_j)$ – значення аналітичної функції, за допомогою якої виконується апроксимація експериментальної залежності (у нашому випадку – значення функції щільності теоретичного розподілу в центрі відповідного інтервалу розподілу діаметрів частинок або лунок); N – кількість пар значень, які порівнюються (у нашому випадку – інтервалів розподілу діаметрів). Чим менше значення середнього модуля відносного відхилення апроксимації (2), тим краще аналітична функція апроксимує експериментальну залежність, а у нашому випадку теоретичний закон розподілу діаметрів ерозійних частинок і лунок узгоджується з отриманими у ході вимірювань даними.

Далі, згідно з методом найменшого відхилення від результатів експериментів [24] розраховувалися значення параметрів теоретичних розподілів. Для цього з усіх критеріїв, наведених у [24], використовувався лише критерій мінімального середнього значення відносних модулів відхилень експериментальних і теоретичних даних. Згідно з ним у програмному пакеті Excel за допомогою модуля «пошук рішення» за необхідних обмежень на значення параметрів теоретичних розподілів були знайдені оптимальні їхні значення за критерієм мінімуму (2). Результати пошуку для розподілів частинок представлено у табл. 2, а для розподілів лунок – у табл. 3.

Розподіл діаметрів частинок	Параметри розподілу	Середній модуль відносного відхилення $\delta[d]$, %	Хі квадрат χ_N^2	Рівень значимості нульової гіпотези p -value	Рішення щодо нульової гіпотези
Нормальний $f_{NOR}(d)$ із статистичними параметрами	$M[d]=13,506$ мкм; $D[d]=50,665$ мкм ² ; $k=518,31\%$	19,414	9,188	0,1018	Не відхиляється
Нормальний $f_{NOR}(d)$ із підбиранням параметрів за мінімумом (2)	$M[d]=12,839$ мкм; $D[d]=83,031$ мкм ² ; $k=558,67\%$	4,603	1,393	0,925	Не відхиляється
Логарифмічно нормальний $f_{LNOR}(d)$ із статистичними параметрами	$\mu=2,4805$ мкм; $\alpha=0,49509$; $k=2,09\%$	193,725	19031	0	Відхиляється
Логарифмічно нормальний $f_{LNOR}(d)$ із підбиранням параметрів за мінімумом (2)	$\mu=0$ мкм; $\alpha=1,7099$; $k=256,63\%$	53,82	48,032	3,50E-09	Відхиляється
Вейбулла $f_W(d)$ із статистичними параметрами	$M[d]=13,506$ мкм; $k_b=0,886$; $b=2$; $k=114,65\%$	223,17	2466,54	0	Відхиляється
Вейбулла $f_W(d)$ із підбиранням параметрів за min (2)	$M[d]=13,506$ мкм; $k_b=0,3434$; $b=1$; $k=937,52\%$	35,492	22,912	3,51E-04	Відхиляється
Інтеграл Розіна-Раммлера $f_{RRI}(d)$ із підбиранням параметрів за min (2)	$P_{80}=21,348$ мкм; $m=-5,387$; $k=198,78\%$	15,461	9,71	0,0839	Не відхиляється

Таблиця 3					
Розподіл діаметрів лунок	Параметри розподілу	Середній модуль відносного відхилення $\delta[d]$, %	Хі квадрат χ_N^2	Рівень значимості нульової гіпотези p -value	Рішення щодо нульової гіпотези
Нормальний $f_{NOR}(d)$ із статистичними параметрами	$M[d]=17,8236$ мкм; $D[d]=170,85$ мкм ² ; $k=10887,14\%$	46,6762	19,2166	0,00175	Відхиляється
Нормальний $f_{NOR}(d)$ із підбиранням параметрів за мінімумом (2)	$M[d]=0,0036$ мкм; $D[d]=567$ мкм ² ; $k=20222,85\%$	8,8575	0,9305	0,968	Не відхиляється
Логарифмічно нормальний $f_{LNOR}(d)$ із статистичними параметрами	$\mu=2,6653$ мкм; $\alpha=0,656$; $k=140,03\%$	122,831	134,3	2,90E-27	Відхиляється
Логарифмічно нормальний $f_{LNOR}(d)$ із підбиранням параметрів за мінімумом (2)	$\mu=356,33$ мкм; $\alpha=299,48$; $k=99388,56\%$	41,3212	18,692	2,19E-03	Відхиляється
Вейбулла $f_W(d)$ із статистичними параметрами	$M[d]=17,8236$ мкм; $k_b=0,911$; $b=1$; $k=10603,02\%$	18,397	2,879	0,7186	Не відхиляється
Вейбулла $f_W(d)$ із підбиранням параметрів за min (2)	$M[d]=17,8236$ мкм; $k_b=1,003$; $b=1$; $k=10490,94\%$	16,3166	4,0039	0,5488	Не відхиляється
Інтеграл Розіна-Раммлера $f_{RRR}(d)$ із підбиранням параметрів за min (2)	$P_{80}=21,355$ мкм; $m=-3,2309$; $k=32,26\%$	9,5342	1,1402	0,9505	Не відхиляється

Значення нормального розподілу (1) з корекцією на поправочний коефіцієнт k (табл. 2) та параметрами, розрахованими за критерієм мінімуму (2), показано на рис. 1 суцільною лінією Normal, дискретні значення якої у центрах інтервалів розподілу діаметрів ерозійних частинок за розмірами позначено трикутниками з вершиною вгорі.

Як видно з рис. 1 і табл. 2, нормальний закон розподілу (1) з параметрами, знайденими за мінімальним значенням середнього модуля відносного відхилення апроксимації (2), більш точно відображає отриманий у ході вимірювань розподіл діаметрів частинок, ніж нормальний закон розподілу (1), параметри якого розраховувалися методом моментів. Слід звернути увагу, що значення математичного сподівання, знайдені за формулою математичної статистики та за критерієм мінімуму (2) для нормального закону розподілу, відрізняються менше ніж на 5%, а значення дисперсії – більше ніж на 60%. Можливо це викликано відносно невеликою кількістю вимірювань.

За значенням (2) можна порівнювати ступінь наближення експериментальних даних аналітичними функціями, але для визначення чи можливе застосування теоретичного розподілу безперервної випадкової величини задля відображення отриманого у ході вимірювань розподілу дискретної випадкової величини необхідно обґрунтувати порогові значення (2), перевищення яких означає, що запропонований теоретичний закон розподілу не підходить для даного випадку. Задля прийняття рішення щодо відповідності або невідповідності теоретичного закону експериментальним даним використовувалася класична методика відкидання або прийняття нульової гіпотези щодо узгодженості частот попадання дискретної випадкової величини у визначені інтервали її розподілу, які отримано у ході вимірювання, та значень функцій щільності розподілу безперервних випадкових величин теоретичних розподілів, що перевірялася за критерієм узгодженості Пірсона (критерій хі-квадрат)

$$\chi_N^2 = \sum_{j=1}^N \frac{(n_{jO} - n_{jE})^2}{n_{jE}}, \quad (3)$$

де n_{jO} – кількість об'єктів (частинок або лунок), яка спостерігалася у j -ому інтервалі їхнього розподілу за розмірами, отриманого на практиці; n_{jE} – кількість об'єктів (частинок або лунок), яка очікується у j -ому інтервалі їхнього розподілу за розмірами, виходячи із передбачуваного теоретичного

закону розподілу; N – кількість інтервалів розподілу за розмірами згідно з експериментальними даними.

Задля перевірки сформульованої вище нульової гіпотези за критерієм узгодженості Пірсона необхідно задатися рівнем значимості похибки першого роду s відхилення нульової гіпотези, коли вона є істиною, тобто коли теоретичний розподіл відхиляється, а насправді він узгоджений з даними експериментів. Задамося, як рекомендується у більшості випадків [19, 20], рівнем значимості похибки першого роду $s=0,05$. Знайдемо число ступенів свободи розподілу $L = N - 1$. У нашому випадку число інтервалів розподілу діаметрів N як частинок, так і лунок дорівнює 6 (табл. 1), тобто $L=5$. Згідно з критерієм Пірсона, значення критичної точки розподілу χ^2_{kp} розраховувалося за допомогою вбудованої функції *Chi2Обр*($s; L$) русифікованого програмного пакета Excel 2003 і для $s=0,05$ та $L=5$ становить приблизно 11,07. Тобто, якщо знайдені за (3) значення менші, ніж 11,07, то з рівнем значимості похибки першого роду 5% нульова гіпотеза не відхиляється.

Критерій узгодженості Пірсона (критерій χ^2 -квадрат) у своїй класичній інтерпретації дає змогу однозначно прийняти або відкинути нульову гіпотезу щодо узгодженості теоретичного розподілу і результатів вимірювань, але не дає змоги порівнювати якість апроксимації кількома теоретичними розподілами отриманих на практиці результатів, як це дозволяє середній модуль відносного відхилення апроксимації (2). В рамках даної методики задля порівняння точності апроксимацій отриманих на практиці результатів кількома теоретичними розподілами необхідно розрахувати рівень значимості нульової гіпотези p -value для кожного значення χ^2_N , отриманого при порівнянні теоретичних розподілів з практичними результатами. Його розрахунок здійснювався за допомогою вбудованої функції *Chi2Расч*($\chi^2_N; L$) русифікованого програмного пакета Excel 2003. Чим більше отримане значення, тим точніше апроксимація теоретичним розподілом отриманих на практиці результатів. В ідеальному випадку p -value прямує до 1. Назва розподілів, значення їхніх параметрів, середнього модуля відносного відхилення апроксимації, χ^2 квадрату χ^2_N , рівень значимості нульової гіпотези p -value та висновок щодо прийняття або відкидання нульової гіпотези для розподілу діаметрів частинок наведено у табл. 2, а діаметрів лунок – у табл. 3.

В рамках першого етапу, зважаючи на асиметричний вигляд отриманого на практиці розподілу діаметрів ерозійних лунок за розмірами та аналогічні випадки застосування теоретичних законів розподілу, першим на узгодженість з практичними результатами перевірявся запропонований авторами розподіл, функція щільності імовірності якого співпала з інтегральною функцією розподілу Розіна-Раммлера-Шперлінга-Беннета [25, 26], який скорочено можна назвати інтегралом функції Розіна-Раммлера

$$f_{RRI}(d) = \begin{cases} 1 - \exp[-\ln 0,2(d/P_{80})^m] & d \geq 0 \\ 0 & d < 0 \end{cases}, \quad (4)$$

де d – діаметр лунки або частинки; P_{80} – 80-й процентиль розподілу лунок або частинок за розмірами (значення, менше якого діаметри 80% всіх лунок або частинок); m – параметр, який описує розмах розподілу. Суцільною кривою RRI P80, дискретні значення якої у центрах інтервалів розподілу діаметрів ерозійних лунок за розмірами (табл. 1) позначено трикутниками з вершиною вниз, на рис. 2 показано теоретичний розподіл (4) з відповідним поправочним коефіцієнтом k , значення параметрів якого P_{80} та m (табл. 3) в рамках другого етапу розраховано за критерієм мінімуму (2).

Виходячи з асиметричного вигляду отриманого на практиці розподілу діаметрів ерозійних лунок та рекомендацій для опису розподілів продуктів подрібнення, викладених у [27] як можлива альтернатива попередньому розподілу, наступним до розгляду було обрано логарифмічно нормальний розподіл невід'ємних значень d з параметрами $\alpha > 0$ та $\mu \in \mathfrak{R}$, функція щільності імовірності якого має вигляд [19, 27]

$$f_{LNOR}(d) = \frac{1}{d\alpha\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\left(\frac{\ln d - \mu}{\alpha\sqrt{2}}\right)^2\right]. \quad (5)$$

Математичне сподівання $M[d]$ і дисперсія $D[d]$ пов'язані з параметрами логарифмічно нормального закону розподілу наступним чином:

$$M[d] = \exp\left[\mu + \alpha^2/2\right], \quad (6)$$

$$D[d] = (\exp[\alpha^2] - 1) \cdot \exp[2\mu + \alpha^2]. \quad (7)$$

Розв'язуючи систему з рівнянь (6) і (7), отримаємо

$$\alpha = \sqrt{\ln[D[d]/M^2[d] + 1]}, \quad (8)$$

$$\mu = \ln[M[d]/\sqrt{D[d]/M^2[d] + 1}]. \quad (9)$$

Результати апроксимації отриманого на практиці розподілу діаметрів ерозійних лунок логарифмічно нормальним законом розподілу безперервної випадкової величини (5) як з параметрами, що на другому етапі визначалися методом моментів за (8) і (9), так і з підбором значень α та μ за критерієм мінімального значення (2), наведено у табл. 3. Як видно з таблиці, обидві ці нульові гіпотези відхиляються за критерієм узгодженості Пірсона через занадто великі значення (3).

Оскільки розподіл інтеграла функції Розіна-Раммлера (4) показав дуже добру узгодженість з отриманим у ході вимірювань розподілом лунок за діаметрами (табл. 1), то як альтернативу, вирішено було перевірити узгодженість експериментального закону також і з розподілом Вейбулла, який є розвитком закону Розіна-Раммлера і щільність імовірності якого визначається за формулою [23]:

$$f_w(d) = \left(\frac{k_b}{M[d]}\right)^b \cdot b \cdot d^{b-1} \cdot \exp\left[-\left(\frac{k_b d}{M[d]}\right)^b\right], \quad (10)$$

де b – параметр форми; k_b – параметр масштабу.

Результати апроксимації отриманого на практиці розподілу діаметрів ерозійних лунок розподілом Вейбулла (10) як з параметрами, що визначались методом моментів за математичним сподіванням і дисперсією згідно з методикою, описаною в [23], так і з підбором значень b та k_b за критерієм мінімального значення (2), наведено у табл. 3. Хоча за критерієм узгодженості Пірсона нульова гіпотеза щодо розподілу (10) з обома цими наборами значень параметрів не відхиляється, за значеннями параметрів p -value та $\delta[d]$ розподіл (10) поступається розподілу (4) в обох випадках.

На третьому етапі перевірялася можливість апроксимації отриманих у ході експерименту розподілів діаметрів як частинок, так і лунок однією теоретичною функцією розподілу щільності імовірності, але з різними значеннями параметрів. Оскільки нормальний розподіл показав гарну узгодженість з отриманим на практиці розподілом діаметрів частинок, то його було перевірено на узгодженість з розподілом діаметрів лунок, отриманим в результаті експерименту. У першому випадку у разі застосування методу моментів параметри нормального розподілу (1) відповідали розрахованим методами математичної статистики значенням математичного сподівання і дисперсії (табл. 1), а у другому – підбиралися за критерієм мінімуму (2). Результати перевірки представлено у табл. 3. Як бачимо, у першому випадку нульова гіпотеза відхиляється, а у другому – не відхиляється. Але значення математичного сподівання у другому випадку прямує до нуля, а дисперсія у 10 разів перевищує значення, знайдене методами математичної статистики. Тому, не дивлячись на те, що виконується критерій узгодженості Пірсона, не можна стверджувати, що розподіл діаметрів лунок адекватно описується нормальним законом (1).

Також у рамках третього етапу перевірялася точність апроксимації отриманих у ході експериментів розподілів діаметрів частинок розподілами (4), (5) та (10), які раніше було перевірено на узгодженість з розподілом діаметрів лунок як з розрахунком значень параметрів розподілів методами математичної статистики (метод моментів), так і їхнім підбором за критерієм мінімуму (2). Результати перевірки наведено у табл. 2. Згідно з ними для опису отриманих у ході експериментів розподілів діаметрів частинок нульові гіпотези щодо розподілу Вейбулла (10) та логарифмічно нормального розподілу (5) відхиляються в обох випадках визначення їхніх параметрів. Нульова гіпотеза щодо розподілу інтегралу функції Розіна-Раммлера (4) з підбором параметрів за критерієм мінімуму (2) формально за критерієм Пірсона не відхиляється, але дуже мале значення p -value та велике значення $\delta[d]$ свідчать про дуже низьку точність апроксимації розподілу частинок за діаметрами функцією (4).

Висновки. 1. На основі результатів прямих гранулометричних досліджень ерозійних частинок і лунок, а також аналізу електро- та термодинамічних процесів у шарі гранул алюмінію під час протікання в ньому імпульсних розрядних струмів обґрунтовано режими, в яких розподіли за діаметрами іскроерозійних частинок і лунок на поверхні гранул є квазіодномодальними. Значному

зниженню питомої ваги першої моди розподілу за діаметрами іскроерозійних частинок (менше 2 мкм) сприяє зниження середньої за час імпульсу потужності розрядних імпульсів за збереженні їхньої енергії менше 15 Дж шляхом збільшення їхньої тривалості до субмілісекундного діапазону (порядку 0,5 мс) та одночасного зменшення амплітуд напруги (до 200 В) і струму (до 150 А). Незначна кількість таких частинок в результаті хімічної взаємодії з водою утворює гідроксид алюмінію, який виноситься із седиментаційного баку і не забруднює поле мікроскопа. Виродженню третьої моди розподілу за діаметрами іскроерозійних частинок (більше 30 мкм) сприяє зменшення відношення енергії розрядного імпульсу до об'єму активної зони розрядної камери до значень порядку 0,05 Дж/см³ і менше, що підтверджує аналіз розмірів гранул після їхньої обробки. За таких умов розподіл отриманих у воді іскроерозійних частинок алюмінію за діаметрами є одномодальним, в якому яскраво виражена лише друга мода найбільш загального розподілу іскроерозійних частинок сплавів за діаметрами.

2. Розподіл за розмірами іскроерозійних частинок, отриманих в режимах субмілісекундної тривалості розрядних імпульсів з енергією до 15 Дж і щільністю енергії в активній зоні розрядної камери до 0,05 Дж/см³ найкраще узгоджується з теоретичним розподілом Гауса, а лунок – з теоретичним розподілом інтеграла функції Розіна-Раммлера.

3. Аналітичний розподіл, який би одночасно добре узгоджувався з отриманими у результаті вимірювань розподілами діаметрів як ерозійних частинок, так і лунок і параметри якого не суперечать отриманим методами математичної статистики результатам, знайти не вдалося, навіть за різних значеннях його параметрів. Це свідчить про те, що після формування ерозійної лунки об'єм виплавленого та випаруваного металу проходить додаткові трансформації перш, ніж з нього сформується одна або декілька ерозійних частинок. Тому за виглядом розподілу діаметрів лунок не можна судити про вигляд розподілу діаметрів частинок і навпаки.

4. У описаних режимах, коли тривалість розрядних імпульсів перевищує кілька сотень мікросекунд, об'єм ерозійної лунки середньостатистичного діаметра приблизно дорівнює (у нашому випадку на 15% перевищує) об'єму ерозійної частинки середньостатистичного діаметра. Тобто, в таких режимах за об'ємом ерозійної лунки середньостатистичного діаметра можна оцінювати об'єм ерозійної частинки середньостатистичного діаметра, але за виглядом розподілу лунок за діаметрами не можна судити про розподіл частинок за діаметрами.

Роботу виконано за темою «Підвищення економічності та екологічності плазмоерозійного коагуляційного очищення води для теплових агрегатів ТЕС, ТЕЦ і АЕС (Н.Е.4.12)» державний реєстраційний номер 0119U001631 цільової програми наукових досліджень НАН України «Нова енергетика», КПКВК 6541030.

1. Berkowitz A.E., Walter J.L. Spark Erosion: A Method for Producing Rapidly Quenched Fine Powders. *Journal of Materials Research*. 1987. No 2. Pp. 277–288. DOI: <https://doi.org/10.1088/0957-4484/23/4/415604>

2. 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>

3. 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>

4. Berkowitz A.E., Harper H., Smith D.J., Hu H., Jiang Q., Solomon V.C., Radousky H.B. Hollow Metallic Microspheres Produced by Spark Erosion. *Applied Physics Letters*. 2004. Vol. 85. Pp. 940–942. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.1779962>

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

6. Монастырский Г.Е., Коваль Ю.Н., Шпак А.П., Мусиенко Р.Я., Коломыцев В.И., Щерба А.А., Захарченко С.Н., Яковенко П.Г. Получение электроискровым методом порошков сплавов с эффектом памяти формы. *Порошковая металлургия*. 2007. № 5–6. С. 3–15.

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. 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. *Journal of Materials Research*. 2008. Vol. 23. Issue 06. Pp. 1758–1763. DOI: <https://doi.org/10.1557/JMR.2008.0199>

9. Nguyen P.K., Lee K.H., Kim S.I., Ahn K.A., Chen L.H., Lee S.M., Chen R.K., Jin S., Berkowitz A.E. Spark erosion: a high production rate method for producing Bi_{0.5}Sb_{1.5}Te₃ nanoparticles with enhanced thermoelectric performance. *Nanotechnology*. 2012. Vol. 23. Pp. 415604-1 – 415604-7.
10. Щерба А.А., Захарченко С.Н., Лопатько К.Г., Афтандилянц Е.Г. Применение объемного электроискрового диспергирования для получения седиментационно устойчивых гидрозолей биологически активных металлов. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2009. Вип. 22. С. 74–79.
11. Lopatko K.G., Melnichuk M.G., Aftandilyants Y.G., Gonchar E.N., Boretskij V.F., Veklich A.N., Zakharchenko S.N., Tugay T.I., Tugay A.V., Trach V.V. Obtaining of metallic nanoparticles by plasma-erosion electrical discharges in liquid mediums for biological application. *Annals of Warsaw University of Life Sciences – SGGW Agriculture*. 2013. Vol. 61. Pp. 105–115.
12. Лопатько К.Г., Мельничук М.Д. Фізика, синтез та біологічна функціональність нанорозмірних об'єктів. К.: Видавничий центр НУБіП України, 2013. 297 с.
13. Гончарук В.В., Щерба А.А., Захарченко С.Н., Савлук О.С., Потапченко Н.Г., Косинова В.Н. Дезинфицирующее действие объемного электроискрового разряда в воде. *Химия и технология воды*. 1999. № 3. Т. 21. С. 328 – 336.
14. Danilenko N.B., Savelev G.G., Yavorovskii N.A., Khaskelberg 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.
15. 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>.
16. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Изучение эрозионного разрушения материалов при электроискровой обработке токопроводящих гранулированных сред. *Технічна електродинаміка*. 2006. № 1. С. 3–10.
17. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкасский О.П. Фізичні передумови побудови математичних моделей електричного опору плазмоерозійних навантажень. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 2. С. 5–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.005>
18. Захарченко С.Н., Кондратенко И.П., Перекоз 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.
19. Кремер Н.Ш. Теория вероятностей и математическая статистика. Москва: Юнити–Дана, 2004. 573 с.
20. Езепов Д. Критерий согласия Пирсона (Хи-квадрат). URL: <https://statanaliz.info/statistica/proverka-gipotez/kriterij-soglasiya-pirsona-khi-kvadrat/>. (Дата доступа: 13.05.2020).
21. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. Москва: Наука, 1969. 576 с.
22. Киреев В.В., Попов Д.М., Ратников С.А., Грачев А.В. Разработка методики оценки дисперсной среды сложного состава. *Техника и технология пищевых производств*. 2012. № 1(24). С. 107–112.
23. Бережная Е.В., Бережной В.И. Математические методы моделирования экономических систем: М.: Финансы и статистика, 2006. 432 с.
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. Распределение Вейбулла. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Распределение_Вейбулла. (Дата доступа: 15.05.2020).
26. Rosin P., Rammler E. The Laws Governing the Fineness of Powdered Coal. *Journal of the Institute of Fuel*. 1933. Vol. 7. Pp. 39–36.
27. Колмогоров А.Н. О логарифмически нормальном законе распределения размеров частиц при дроблении. *Доклады АН СССР*. 1941. Т. 31. С. 99–101.

УДК: 621.3.014.14: 621.373.54: 620.1-1/-9

ОСОБЕННОСТИ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ ПО ДИАМЕТРАМ ПОЛУЧЕННЫХ ПРИ СУБМИЛИСЕКУНДНОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ РАЗРЯДНЫХ ИМПУЛЬСОВ ИСКРОЭРОЗИОННЫХ ЧАСТИЦ АЛЮМИНИЯ И ЛУНОК НА ПОВЕРХНОСТИ ЕГО ГРАНУЛ

Н.А. Шидловская¹, чл.-корр. НАН Украины, С.Н. Захарченко¹, докт. техн. наук, А.Е. Перекоз², канд. физ.-мат. наук

¹ Институт электродинамике НАН Украины, пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.

E-mail: shydlovska@ied.org.ua, snzakhar@ukr.net

² Институт металлофизики им. Г.В. Курдюмова НАН Украины, бульв. акад. Вернадского 36, Киев, 03142, Украина.

E-mail: perekos@ukr.net

Приведены условия и методика получения одномодальных распределений по размерам искроэрозионных частиц алюминия. Рассчитаны статистические параметры распределений по размерам искроэрозионных частиц

алюминия и лунок на поверхности его гранул, полученных при субмиллисекундной длительности разрядных импульсов. Проведен сравнительный анализ объемов металла эрозионных лунок и частиц. Проверено согласие полученных на практике распределений по диаметрам искроэрозионных частиц и лунок со следующими теоретическими распределениями непрерывной случайной величины: Гаусса, Вейбулла, интеграла функции Розина-Рамлера, а также с логарифмически нормальным. При этом параметры теоретических распределений рассчитывались как по статистическим параметрам полученных на практике распределений, так и по критерию наименьшего значения среднего модуля относительного отклонения теоретического и практического распределений. Показано, что при значениях параметров теоретических распределений, которые отвечают статистическим параметрам практических распределений, распределение эрозионных частиц по диаметрам лучше всего согласуется с распределением Гаусса, а лунок – с распределением интеграла функции Розина-Рамлера. Библ. 27, рис. 2, табл. 3.

Ключевые слова: разрядные импульсы, электроискровое диспергирование металлов, распределение искроэрозионных частиц

PECULIARITIES OF THE DIAMETER DISTRIBUTIONS OBTAINED AT SUBMILISECOND DURATION OF DISCHARGE PULSES SPARK-EROSIVE ALUMINUM PARTICLES AND CAVERNS ON THE SURFACE OF ITS GRANULES

N.A. Shydlovska¹, S.M. Zakharchenko¹, A.O. Perekos²

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: shydlovska@ied.org.ua, snzakhar@ukr.net

² G.V. Kurdyumov Institute for Metal Physics National Academy of Sciences of Ukraine, blvd. Academician Vernadsky, 36, Kyiv, 03142, Ukraine. E-mail: perekos@ukr.net

The conditions and technique for obtaining single-mode size distributions of spark-erosive aluminum particles are given. The statistical parameters of the size distributions of spark-erosive aluminum particles and caverns on the surface of its granules, obtained at a submillisecond duration of discharge pulses were calculated. A comparative analysis of the volumes of metal of erosion caverns and particles is carried out. The agreement of the diameter distributions of spark-erosive particles and caverns obtained in practice with the following theoretical distributions of a continuous random variable: Gauss, Weibull, the integral of the Rosin-Rammler function, and also log-normal distribution is verified. In this case, the parameters of theoretical distributions were calculated both by the statistical parameters of the distributions obtained in practice, and by the criterion of the smallest value of the average module of the relative deviation of the theoretical and practical distributions. It has been shown that for the values of the parameters of theoretical distributions that correspond to the statistical parameters of practical distributions, the distribution of erosive particles by diameters is in the best agreement with the Gauss distribution, and the caverns – with the distribution of integral of the Rosin-Rammler function. References 27, figures 2, tables 3.

Keywords: discharge pulses, electric spark dispersion of metals, distribution of spark-erosion particles

1. Berkowitz A.E., Walter J.L. Spark Erosion: A Method for Producing Rapidly Quenched Fine Powders. *Journal of Materials Research*. 1987. No 2. Pp. 277–288. DOI: <https://doi.org/10.1088/0957-4484/23/4/1415604>

2. 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>

3. 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>

4. Berkowitz A.E., Harper H., Smith D.J., Hu H., Jiang Q., Solomon V.C., Radousky H.B. Hollow Metallic Microspheres Produced by Spark Erosion. *Applied Physics Letters*. 2004. Vol. 85. Pp. 940–942. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.1779962>

5. Ochinnikov P., Gilchuk A.V., Monastyrsky G.E., Koval Yu.N., Shcherba A.A., Zaharchenko S.N. Martensitic Transformation in Spark Plasma Sintered Compacts of Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark Erosion Method in Cryogenic Liquids. *Materials Science Forum*. 2013. Vol. 738. P. 451–455. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/msf.738-739.451>

6. Monastyrskii G.E., Koval' Yu.N., Shpak A.P., Musienko R.Ya., Kolomytsev V.I., Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Yakovenko P.G. Electrospark Powders of Shape Memory Alloys. *Powder Metallurgy and Metal Ceramics*. 2007. Vol. 46. No 5-6. Pp. 207–216. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11106-007-0034-4>

7. Berkowitz A.E., Hansen M.F., Parker F.T., Vecchio K.S., Spada F.E., Lavrenia 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. 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. *Journal of Materials Research*. 2008. Vol. 23. Issue 06. Pp. 1758–1763. DOI: <https://doi.org/10.1557/JMR.2008.0199>
9. Nguyen P.K., Lee K.H., Kim S.I., Ahn K.A., Chen L.H., Lee S.M., Chen R.K., Jin S., Berkowitz A.E. Spark erosion: a high production rate method for producing Bi_{0.5}Sb_{1.5}Te₃ nanoparticles with enhanced thermoelectric performance. *Nanotechnology*. 2012. Vol. 23. Pp. 415604-1 – 415604-7.
10. 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)
11. Lopatko K.G., Melnichuk M.G., Aftandilyants Y.G., Gonchar E.N., Boretskij V.F., Veklich A.N., Zakharchenko S.N., Tugay T.I., Tugay A.V., Trach V.V. Obtaining of metallic nanoparticles by plasma-erosion electrical discharges in liquid mediums for biological application. *Annals of Warsaw University of Life Sciences – SGGW Agriculture*. 2013. Vol. 61. Pp. 105–115.
12. Lopatko K.G., Melnichuk M.D. Physics, synthesis and biological functionality of nanosize objects. Kyiv: Vidavnychii centr Natsionalnoho Universytetu Bioresursiv i Pryrodokorystuvannia Ukrainy, 2013. 297 p. (Ukr)
13. Goncharuk V.V., Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Savluk O.S., Potapchenko N.G., Kosinova V.N. Disinfectant action of the volume electrospark discharges in water. *Khimiia i tehnologiia vody*. 1999. No 3. Vol. 21. Pp. 328 – 336. (Rus)
14. Danilenko N.B., Savel'ev 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.
15. 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> .
16. Shcherba A.A., Podoltsev A.D., Kucheryavaya I.N. The study of erosive destruction of materials during electrical spark treatment of conductive granular media. *Tekhnichna Electrodynamicika*. 2006. No 1. Pp. 3–10. (Rus)
17. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskyi O.P. Physical Prerequisites of Construction of Mathematical Models of Electric Resistance of Plasma-erosive Loads. *Tekhnichna Electrodynamicika*. 2017. No 2. Pp. 5–12. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.005>
18. 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)
19. Kremer N.Sh. Probability Theory and Mathematical Statistics. Moskva: Unity–Dana, 2004. 573 p.
20. Yezepov D. Pearson's consent criterion (Chi-square). URL: <https://statanaliz.info/statistica/proverka-gipotez/kriterij-soglasiya-pirsona-khi-kvadrat/> (accessed at 13.05.2020). (Rus)
21. Ventzel E.S. Theory of Probability. Moskva: Nauka, 1969. 576 p. (Rus)
22. Kireyev V.V., Popov D.M., Ratnikov S.A., Grachev A.V. Development of Estimation Technique for Disperse Medium with Complex Composition. *Tekhnika i tekhnologiya pishchevykh proizvodstv*. 2012. No 1(24). Pp. 107–112. (Rus)
23. Berezhnaya E.V., Berezhnoy V.I. Mathematical Methods of Modeling Economic Systems: Moskva: Finance and Statistics, 2006. 432 p.
24. Shydlovska 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 Electrodynamicika*. 2014. No 6. Pp. 3–17. (Rus)
25. Weibull distribution. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Weibull_distribution (accessed at 15.05.2020).
26. Rosin P., Rammler E. The Laws Governing the Fineness of Powdered Coal. *Journal of the Institute of Fuel*. 1933. Vol. 7. Pp. 39–36.
27. Kolmogorov A.N. About the logarithmically normal law of particle size distribution during the crushing. *Reports of the Academy of Sciences of the USSR*. 1941. Vol. 31. Pp. 99–101.

Надійшла 18.05.2020
Остаточний варіант 25.08.2020

ЕВОЛЮЦІЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ РЕЙКОВИХ ПРИСКОРЮВАЧІВ

Ю.М. Васьковський*, докт.техн.наук, П.О. Райчев**,
 НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»
 пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.
 E-mail: vun157@gmail.com; krieg40000@gmail.com

Проведено аналітичний огляд сучасних світових розробок електромагнітних рейкових прискорювачів електропровідних тіл (РП). Проаналізовано основні закономірності фізичних процесів в РП та показано, якими шляхами відбувається їхнє подальше удосконалення з метою покращення показників енергоефективності. З огляду на велике розмаїття запропонованих варіантів РП необхідним є їхнє узагальнення та адекватний порівняльний аналіз. Проведено порівняльний аналіз переваг і недоліків найбільш досконалих варіантів РП – традиційного виконання, аугментованого, багатоступінчатого та багатоступінчатого секціонованого. Описано запропонований авторами варіант багатоступінчатого секціонованого РП, який передбачає суттєве зменшення активного опору РП шляхом поділу рейок РП по їхній довжині на окремі ізольовані одна від одної ділянки та поступову комутацію цих ділянок без додаткових засобів керування, яка синхронізується з рухом якоря. Библ.15, рис. 8.
Ключові слова: рейковий прискорювач, аугментований, багатоступінчатий, секціонований РП.

Вступ. Ідея електромагнітного прискорення електропровідних тіл до високих швидкостей була відома ще з 70-х років ХХ сторіччя, але протягом ХХ сторіччя технології у галузі електромагнітних рейкових прискорювачів (РП) розвивалися дуже повільно у зв'язку з недосконалістю технологій і матеріалів. З початком нового сторіччя розвиток значно прискорився, оскільки багато ключових технологій зазнали проривних змін. До їхнього переліку можна включити надміцні термостійкі матеріали, накопичувачі енергії та обчислювальні потужності, необхідні для математичного моделювання. З'явилася значна кількість публікацій з результатами теоретичних і експериментальних досліджень РП, які проводилися вченими в промислово-розвинутих країнах світу (США, Китай, Франція, Японія, РФ та інші). Було запропоновано і досліджено удосконалені варіанти конструкції РП, які можуть застосовуватися в сфері військових, космічних і промислових технологій. Велике розмаїття варіантів РП потребує їхнього детального порівняльного аналізу та узагальнення.

Метою статті є аналітичний огляд та узагальнення основних запропонованих варіантів РП з метою визначення подальших тенденцій їхньої еволюції та постановки окремих задач щодо їхнього удосконалення та технічної реалізації.

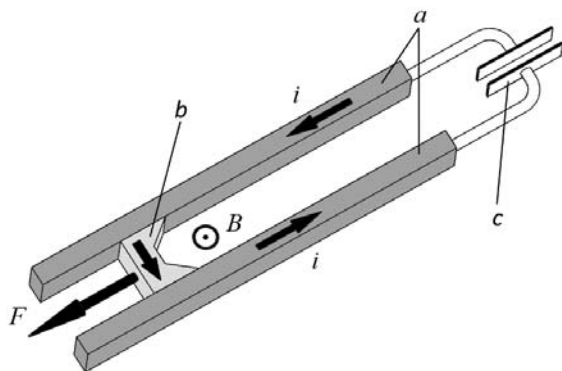


Рис. 1

Основний матеріал. Електромагнітний рейковий прискорювач (РП) є електромеханічним перетворювачем енергії, який в імпульсному режимі перетворює електричну енергію накопичувача, зазвичай зарядженої ємнісної батареї, в механічну енергію поступального руху прискорюваного електропровідного тіла. РП класичного виконання (рис. 1) складається з двох масивних електропровідних рейок *a*, кінці яких під'єднуються до зарядженого ємнісного накопичувача енергії (ЄНЕ) *c*. Між рейками розташовується електропровідне тіло *b*, яке спроможне вільно рухатися уздовж рейок. Рейки з джерелом

живлення називаються *індуктором*, а рухоме тіло – *якорем*. Такі назви відповідають класичним назвам основних вузлів конструкції будь-якого електромеханічного перетворювача енергії. При розряді ЄНЕ на електричне коло «перша рейка – якор – друга рейка», яке характеризується активно-індуктивними ($r-L$) параметрами, виникає поле магнітної індукції B . Під час взаємодії магнітного поля з розрядним струмом виникають електродинамічні сили, які прагнуть збільшити площу кола. Оскільки рейки РП жорстко закріплені, а якор може вільно переміщатися, то під дією зазначеної сили якор прискорено рухається уздовж рейок.

Величину корисної електродинамічної сили в першому приближенні знаходять на основі наступних співвідношень. Для замкнутої консервативної електромагнітної системи без втрат енергії електродинамічна сила знаходиться за виразом, який витікає із закону збереження енергії

$$F = -dW_m / dx, \quad (1)$$

де W_m – енергія магнітного поля системи; dx – віртуальне (уявне) переміщення якоря внаслідок дії електродинамічної сили. В електричному колі РП миттєве значення енергії магнітного поля визначається як

$$W_m = 0,5L(x)i^2(t), \quad (2)$$

де $L(x)$ – індуктивність кола РП, яка залежить від поточної координати x якоря; $i(t)$ – миттєве значення розрядного струму. Тоді на основі (1) і (2) маємо вираз для миттєвої електродинамічної сили прискорення якоря

$$F(t) = -0,5i^2(t)dL(x) / dx. \quad (3)$$

Слід зазначити, що параметр РП $dL(x) / dx$ опосередковано залежить від часу, оскільки залежить від поточної змінної у часі координати положення якоря.

Електродинамічну силу можна також знайти на основі закону Ампера, який визначає силу, з якою магнітне поле діє на провідник зі струмом

$$F(t) = B(t)i(t)l_a \sin(\alpha), \quad (4)$$

де α – кут між напрямком вектору магнітної індукції $B(t)$ і напрямком протікання струму $i(t)$; l_a – ширина якоря (відстань між рейками РП).

З (3), (4) витікає, що збільшення сили прискорення якоря можливо за рахунок збільшення: 1) амплітуди розрядного струму; 2) похідної індуктивності РП; 3) магнітної індукції в активній зоні РП.

Останній спосіб у певній мірі пов'язаний з першим, оскільки магнітне поле в активній зоні РП створюється безпосередньо розрядним струмом.

Слід зауважити, що з точки зору надійності функціонування РП важливим є не тільки величина амплітуди струму, але й *характер зміни струму* у часі. Оскільки рейки мають скінченну довжину, то у разі вильоту якоря з рейок відбувається розрив розрядного кола РП. Якщо в цей момент часу струм РП залишається великим, наприклад, за аперіодичного розряду ЄНЕ, то розрив буде супроводжуватися електричною дугою, тощо. Тому бажаним є близький до періодичного характер розряду, під час якого у момент вильоту якоря струм РП набуває близького до нуля значення. Це означає, що вся первинна енергія ЄНЕ витрачена на електродинамічний процес прискорення якоря. Виконання цієї умови потребує узгодження часу прискореного руху якоря з періодом розряду ЄНЕ на РП. На це впливають такі параметри РП як маса якоря m , довжина рейок РП l , величина ємності C і початкова зарядна напруга ЄНЕ U_{c0} , необхідна величина вихідної швидкості якоря V_K та інші. Це є важливою задачею оптимізації параметрів і режимів роботи РП. Вона суттєво ускладнюється внаслідок значного впливу нелінійних факторів, які виникають в РП за високої інтенсивності фізичних процесів. Зокрема електричні параметри РП швидко змінюються внаслідок змінної у часі глибини проникнення струмів в електропровідний матеріал рейок і якоря, їхньому інтенсивному нагріву, тощо. Таким чином, створення РП з високими експлуатаційними показниками неможливе без його ретельної *режимно-параметричної оптимізації*.

Баланс енергії РП по закінченні процесу прискорення визначається співвідношенням

$$W_{C0} = W_{Kk} + W_{Mk} + P_{\Sigma k}, \quad (5)$$

де $W_{C0} = CU_{C0}^2 / 2$ – початкова електрична енергія зарядженого ЄНЕ; $W_{Kk} = mV_K^2 / 2$ – кінетична енергія якоря в кінці прискорення; $W_{Mk} = 0,5L(I)i^2(T)$ – залишкова енергія магнітного поля РП, яка визначається величиною струму РП у момент вильоту якоря з рейок; $P_{\Sigma k}$ – втрати енергії в РП, які складаються з електричних втрат в рейках і якорі, механічних втрат на тертя якоря, деформацію рейок, тощо.

Основним енергетичним показником РП є ККД, який характеризує *відношенням набутої під час прискорення кінетичної енергії якоря до первинної електричної енергії ЄНЕ*

$$\eta = \frac{mV_K^2}{CU_{C0}^2}. \quad (6)$$

Кінцева швидкість якоря у першому наближенні без урахування сил опору знаходиться шляхом інтегрування у часі електродинамічної сили

$$V_K = \int_0^T \frac{F}{m} dt. \quad (7)$$

Підставивши (3) в (7) і далі в (6), отримаємо вираз для ККД

$$\eta = \frac{m \left(\int_0^T \frac{1}{2m} i^2(t) \frac{dL(x)}{dx} dt \right)^2}{CU_{C0}^2} = \frac{\left(\int_0^T i^2(t) \frac{dL(x)}{dx} dt \right)^2}{4mCU_{C0}^2}. \quad (8)$$

Аналогічно, взявши за основу вираз для сили (4), маємо

$$\eta = \frac{l_a \left(\int_0^T B(t)i(t) dt \right)^2}{4mCU_{C0}^2}. \quad (9)$$

У виразах (8), (9) в явному вигляді відсутній важливий параметр РП – його еквівалентний активний опір. Якщо враховувати тільки електричні втрати в РП (тобто нехтувати механічними втратами на тертя і деформацію), а також вважати, що залишкова енергія магнітного поля РП дорівнює нулю $W_{Mk} = 0$ (за умови, що розрядний струм у момент вильоту якоря дорівнює нулю), то з огляду на (5) маємо

$$\eta = 1 - \frac{W_{Mk}}{W_{C0}} - \frac{P_{\Sigma k}}{W_{C0}} = 1 - \frac{2 \int_0^T i^2(t) R_{РП}(t) dt}{CU_{C0}^2} dt. \quad (10)$$

Таким чином, з виразів (8), (10) витікає, що підвищення ККД РП досягається шляхом або збільшення похідної індуктивності рейкової системи РП $dL(x)/dx$, або зменшення еквівалентного активного опору РП $R_{РП}(t)$. Обидві зазначені величини є важливими інтегральними параметрами РП, які можуть змінюватися за рахунок нових конструктивних рішень.

В традиційній конструкції РП під час переміщення якоря і збільшення робочої довжини рейок між якорем і ЄНЕ індуктивність РП поступово зростає. Але це зростання досить обмежено внаслідок відносно невеликої з практичних міркувань довжини рейок РП, що зумовлює невелике значення похідної індуктивності $dL(x)/dx$. Тому отримання високих показників традиційних РП можливе, головним чином, лише за рахунок збільшення розрядного струму. Але використання такого способу з метою досягнення великої вихідної кінетичної енергії якоря зустріло низку непереборних фізико-технічних проблем, пов'язаних як зі створенням джерела живлення великої потужності, так і з термомеханічною міцністю матеріалів. Неприпустимо великі локальні густини струму і температури виникали не тільки в зоні рухомого електричного контакту якоря з рейками, але й в самих рейках. Перегрів якоря призводив до його розплавлення і випарювання, рейки отримували неприпустимі по-

перечні деформації, тощо. Спроби вирішити ці проблеми за рахунок оптимізації форми якоря, використання в контактній зоні тугоплавких металів, створення монолітної конструкції РП, використання примусового охолодження рейок, тощо [1, 2] не призвели до суттєвих покращень показників РП.

Слід відмітити, що умова отримання бажаного характеру розряду в РП, за якого у момент вильоту якоря струм РП набуває близького до нуля значення, за певних параметрів РП часто не може бути виконана, особливо для потужних прискорювачів. Тому задля запобігання електричної дуги у разі вильоту якоря вихідні кінці рейок замикають через розрядний шунт [3], що також зменшує ефективність прискорення.

Як показали теоретичні і експериментальні дослідження внаслідок невеликої похідної індуктивності та значних електричних втрат в рейках ККД традиційного РП є досить низьким. Наприклад, у роботі [4] наведено результати випробовування прискорювача традиційного виконання **NGL – 60** за початкової енергії ЄНЕ 2,16 МДж. Максимальна швидкість якоря масою 615 г становила 1130 м/с, а ККД дорівнював 22%. Такі показники є максимально досяжними для РП традиційного виконання. Як показали ці та інші дослідження, ККД традиційного РП лежить в межах 10...25 %, що обмежує можливість ефективною і економічно-доцільною реалізацією методу рейкового прискорення електропровідних тіл. Тому у даний час відбувається пошук нових енергоефективних технічних рішень РП, які, як свідчить наведений вище аналіз, можна досягти за рахунок або збільшення похідної індуктивності рейкової системи РП, або зменшення еквівалентного активного опору РП.

1. Для підвищення градієнту індуктивності прискорювача було запропоновано низку варіантів РП, які отримали назву “аугментований” (підсилений) РП [5]. Ідея аугментованих РП (АРП) полягала у використанні додаткових рейок, які збільшували магнітну індукцію в активній зоні РП. На

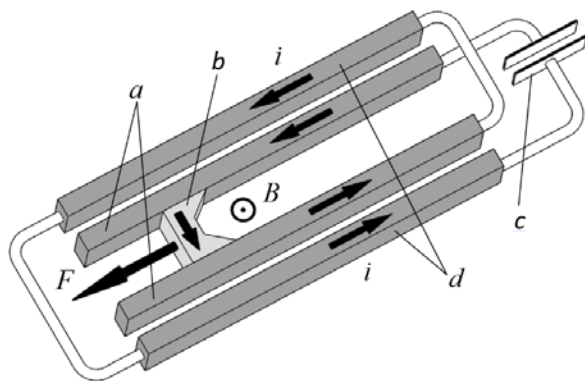


Рис. 2

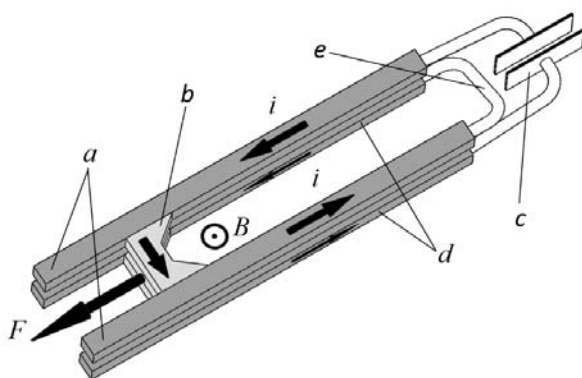


Рис. 3

рис. 2 схематично зображено конструкцію варіанта АРП (*a* – основна пара рейок, *b* – якор, *c* – ЄНЕ, *d* – додаткова пара рейок). АРП має дві пари рейок, які електрично з’єднані між собою послідовно. Зовнішня пара рейок *d* не має електричного контакту з якорем *b* і призначена для підсилення магнітного поля в РП.

Логіка авторів АРП полягала у тому, що збільшення магніторушійної сили, а значить і індукції у 2 рази (пропорційно збільшенню в 2 рази числа витків) призводить до такого ж, згідно з виразом (4), збільшення електродинамічної сили. Або можна отримати таку ж силу за меншої у два рази величини струму. Повна індуктивність АРП у порівнянні з індуктивністю традиційного РП збільшується приблизно у 4 рази – пропорційно числу витків в другій степені. Збільшується також і похідна індуктивності $dL(x)/dx$. Але цілком очевидні суттєві недоліки АРП. По зовнішніх рейках АРП весь час процесу тече розрядний струм, що викликає значні додаткові електричні втрати. Окрім того зовнішні рейки підсилюють магнітне поле не тільки позаду якоря, яке виштовхує якор з рейок, але й попереду якоря, яке викликає протилежний гальмуючий ефект. Тому з урахуванням зменшення ККД ускладнення конструкції АРП не став конкурентоспроможним до традиційного РП.

Подальшим розвитком РП з підвищеним градієнтом індуктивності стали варіанти багатовиткового РП (БРП) [6]. БРП являє собою *N* звичайних РП (*N* визначає кількість витків БРП), електрично з’єднаних між собою послідовно. Кожен окремий РП має власний якор, але усі *N* якорів механічно

з'єднані між собою, утворюючи єдиний прискорюваний якір. На рис. 3 схематично зображений двовитковий БРП (a – рейки першого витка, b – двошаровий якір, c – ЄНЕ, d – рейки другого витка, e – міжвитковий з'єднувач). Рейки першого і другого витка розташовані одна над одною і мають між собою електричну ізоляцію. Ізольовані між собою також і окремі шари якоря.

На відміну від АРП в БРП струм протікає лише по тих ділянках довжини рейок, які розташовані позаду якоря, що зменшує електричний опір та сумарні електричні втрати. При цьому можливо або збільшити магнітну індукцію в активній зоні БРП, або зменшити амплітуду розрядного струму. З іншого боку, індуктивність і похідна індуктивності за рівних інших умов є меншими, ніж в АРП. Ці суперечливі тенденції залишають відкритими остаточні висновки щодо переваг зазначених варіантів РП. В ряді досліджень шляхом математичного моделювання проведено порівняльний аналіз ефективності зазначених варіантів РП. Наприклад, на рис. 4 у відносних одиницях показано приведені у роботі [7] розрахункові залежності електродинамічної сили від струму за однакових даних для традиційного РП (крива 1), двовиткового АРП (крива 2) і двовиткового БРП (крива 3). Експериментальні результати, наведені у роботі [8], свідчать про підвищення енергоефективності БРП порівняно з традиційним РП: максимальний ККД описаного в цій роботі БРП типу **MTR-3-1.3** становив 33% за початковій енергії ЄНЕ 755 кДж, максимальній швидкості 1300 м/с якоря масою 140 г.

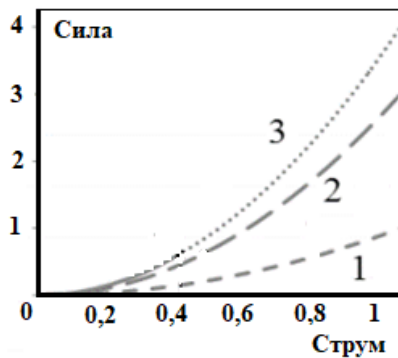


Рис. 4

Але важливим фактором є те, що БРП має значно складнішу конструкцію рейок і якоря. В ряді робіт (наприклад, [8]) відмічено, що основною перевагою БРП є зниження струму в порівнянні зі традиційними РП, що дає змогу значно зменшити електричні втрати як в самому прискорювачі, так і в комутаційному обладнанні, лініях електропередачі і спростити їхню конструкцію. Існує також більш рівномірний розподіл струму і більш низька термічна ерозія в рейках БРП. Але внаслідок шарової конструкції рейок і якоря між шарами існує міжвиткова напруга і виникає проблема надійного електричного ізолювання шарів. Також існує проблема створення механічно міцного якоря.

Хоча у загальному випадку збільшення числа витків дає змогу збільшити індуктивність БРП, в літературних джерелах розглядаються лише варіанти з $N=2$ або $N=3$, які можуть мати практичне значення. Як приклад гранично можливого варіанту БРП можна згадати котушковий РП (КРП) [9], показаний на рис. 5. КРП має багатовиткову котушку статора, яка живиться від ЄНЕ. Через рухомий електричний контакт котушка з'єднана з якорем, який також являє собою багатовиткову котушку.

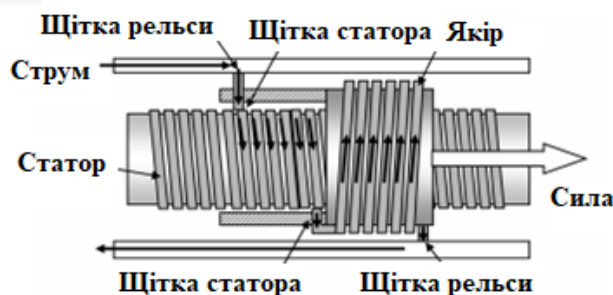


Рис. 5

Напрями протікання струмів (напрямы намотки витків) статора і якоря є протилежний, що призводить до появи електродинамічної сили, яка виштовхує якір зі статора. КРП має суттєво більшу похідну індуктивності. Але очевидним недоліком КРП є надмірна складність і ненадійність конструкції, що робить її непридатною для потужних прискорювачів.

2. Підвищення ККД РП шляхом зменшення його активного опору пов'язано з реалізацією ідеї *секціонування (сегментування)* РП. Сут-

тєва величина теплових втрат в РП, насамперед, в рейках, обумовлена не тільки великою густиною струму в рейках, а й використанням як струмопроводу ділянок рейок, які вже не задіяні в створенні корисного магнітного потоку, що безпосередньо взаємодіє із струмом якоря. На цих ділянках рейок, які становлять близько 90% відстані між початковим і поточним становищем якоря, марно виділяється основна частина теплових втрат. Окрім того активний опір рейок суттєво збільшується внаслідок їхнього нагрівання, і, перш за все, опір початкових ділянок рейок, які перебувають під безперервним струмовим навантаженням.

У роботах [10, 11] представлено два варіанта сегментованого РП (СРП). В першому варіанті єдині суцільні рейки, які в традиційному РП зазвичай живляться від одного потужного ЄНЕ, розділяються, наприклад, на три послідовно розташовані по довжині ділянки рейок, кожна з яких живиться від окремого ЄНЕ меншої потужності (рис. 6, а). В другому варіанті (рис. 6, б) три пари рейок розміщуються на одній довжині, але з ссувом осей на 120 градус.

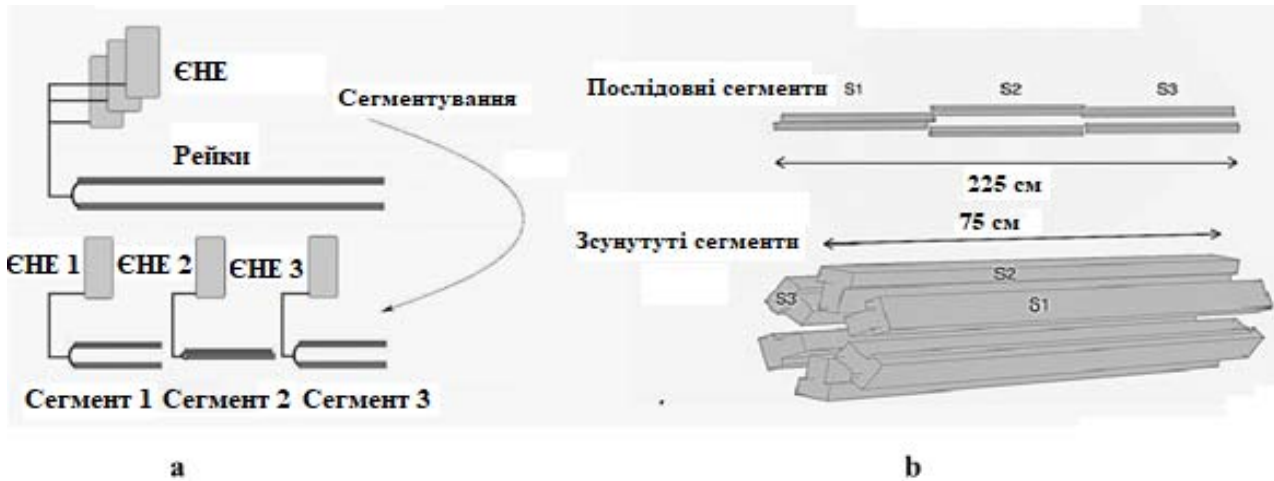


Рис.6

Якір СРП має *три пари контактів*, кожна з яких контактує із однією парою рейок. З точки зору величини електродинамічної сили кращим з цих варіантів є другий, у якому проявляється ефект «аугментації» поля. Сумарна магнітна індукція в активній зоні СРП складається з трьох складових, утворених окремими парами рейок. З урахуванням векторного характеру поля магнітної індукції вираз для сумарної індукції має наступний вигляд

$$B = B_1 \sin(\theta_1) + B_2 \sin(\theta_2) + B_3 \sin(\theta_3), \quad (11)$$

де B_1, B_2, B_3 – складові магнітної індукції, які утворені відповідними рейками, $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ – кути між векторами індукції. Оскільки рейки ідентичні і по ним протікає однаковий струм, то $B_1 = B_2 = B_3$. Відповідно кути дорівнюють $\theta_1=30^\circ, \theta_2=90^\circ, \theta_3=150^\circ$. В результаті, на підставі виразу (11) отримаємо $B = 2B_1$, тобто результуюче магнітне поле у порівнянні з полем однієї пари рейок підсилюється у два рази, що також спостерігається в АРП, але на відміну від АРП електричні втрати будуть зменшені. Такий підхід демонструє підвищення енергоефективності прискорювача як за рахунок зменшення опору, так і за рахунок підвищення індуктивності рейок.

Одним з варіантів сегментованого РП є прискорювач з розподіленим живленням. Прискорювач даного типу являє собою синтез традиційного РП і СРП, де рейки є неперервними на всій довжині, однак умовно розділені на окремі пари ділянок (сегментів), кожна з яких має свою пару терміналів, підключених до окремого ЄНЕ.

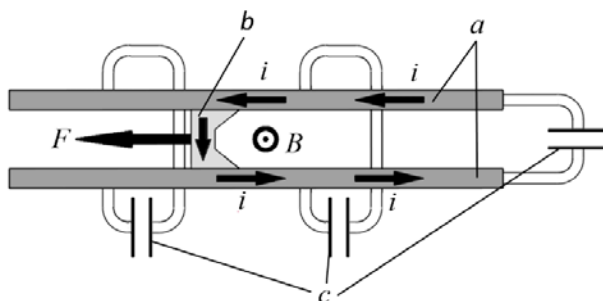


Рис. 7

Включення сегментів в роботу відбувається за рахунок керуючої електроніки, яка відстежує проходження якоря через кожну умовну пару сегментів, в той час як попередні пари виключаються з контуру по мірі того, як розряджаються їхні ЄНЕ, та по мірі руху якоря збільшується опір між терміналами.

На рис. 7 схематично показано прискорювач з розподіленим живленням (а – рейки, b – якір, c – ЄНЕ). Такий підхід до сегментування рейок дає змогу забезпечити плавне переключення між сегментами і уникнути негативних явищ, що супроводжують комутацію. Ідею було вперше запропоновано у 2007 р. [12], на практиці даний тип РП було

реалізовано і випробувано у French-German Research Institute of Saint-Louis [13]. Отриманий експериментально ККД установки PEGASUS становить 41% за початкової енергії ЄНЕ 3,6 МДж, максимальній швидкості 3100 м/с якоря масою 308 г, що є достатньо високим показником для РП у цілому. Не дивлячись на високу енергоефективність, можна припустити, що даному типу РП властиві такі недоліки як складність конструкції і системи керування, низька надійність. Він потребує дуже ретельного узгодження параметрів ЄНЕ з параметрами якоря і рейок. Будь-які похибки в системі керування зводять нанівець ефективність такого варіанту РП.

У попередніх роботах авторів даної статті сформульовано ідею подальшого розвитку СРП. З метою підвищення ККД прискорювача шляхом зменшення його електричного опору і спрощення конструкції РП з розподіленим живленням у роботах [14], [15] запропоновано багатоступінчатий секціонований РП (БСРП), показаний на рис. 8. Рейки БСРП поділяються по довжині на ізольовані одна від іншої ділянки, які паралельно підключаються на 2 шини (кабелі), лінійний опір яких суттєво менший за лінійний опір рейок. На рис. 8 схематично зображено запропонований 3-ступенчатий БСРП, де позначено: *a* – сегменти рейок, *b* – якор, *c* – ЄНЕ, *d* – струмопровідні шини. В процесі руху якоря відбувається виключення з розрядного кола попередніх ділянок (сегментів) рейок і включення наступних ділянок, за допомогою яких продовжується подальший процес прискорення якоря. В результаті з розрядного кола видаляються нагріті «відпрацьовані» ділянки рейок, що у цілому

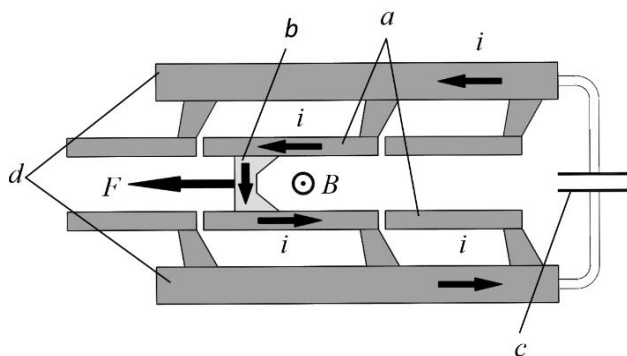


Рис. 8

суттєво зменшує сумарний активний опір БСРП і підвищує його ККД. Комутація струмів між окремими ділянками відбувається шляхом самокомутації без додаткових пристроїв управління тільки за рахунок руху якоря, який послідовно замикає окремі ступені. Розрядний струм протікає по обхідному багатожильному кабелю. Такий підхід до конструкції РП виправданий з огляду на те, що багатожильний кабель менше схильний до впливу скін-ефекту, має значно менший електричний опір, ніж рейки, і являє собою додаткову теплову масу, на якій розсіюється частина потужності теплових втрат, перешкоджаючи виникненню локальних перегрівів рейок. Результати математичного моделювання [15] підтверджують підвищення ККД, порівняно з попередніми варіантами РП до 51...52 % за початкової енергії ЄНЕ 302 кДж і максимальній швидкості якоря 1015 м/с масою 300 г.

Ключовим фактором, який необхідний для успішної реалізації БСРП, є створення надійного обхідного струмопроводу – багатожильного кабелю (або металевих шин значного перерізу, тощо). Результати математичного моделювання показують, що застосування цього удосконалення за одночасної оптимізації параметрів ЄНЕ і маси якоря дають змогу в порівнянні з РП традиційного виконання тільки за рахунок зменшення активного електричного опору рейок збільшити ККД при істотному зниженні нагріву рейок. Зазначені технічні рішення можуть бути застосовані в РП великих калібрів.

Ключовим фактором, який необхідний для успішної реалізації БСРП, є створення надійного обхідного струмопроводу – багатожильного кабелю (або металевих шин значного перерізу, тощо). Результати математичного моделювання показують, що застосування цього удосконалення за одночасної оптимізації параметрів ЄНЕ і маси якоря дають змогу в порівнянні з РП традиційного виконання тільки за рахунок зменшення активного електричного опору рейок збільшити ККД при істотному зниженні нагріву рейок. Зазначені технічні рішення можуть бути застосовані в РП великих калібрів.

Висновки. Останні десятиріччя швидкими темпами відбувається еволюція електромагнітних рейкових прискорювачів з метою їхнього удосконалення та подальшого використання в космічних, військових та промислових технологіях. РП традиційної конструкції вичерпав свій потенціал розвитку, його енергоефективність, насамперед величина ККД, має неприйнятно малі значення, що гальмує практичне використання технології рейкового прискорення електропровідних тіл. Спроби досягти високих показників вихідної енергії за малих ККД зустріло низку непереборних фізико-технічних проблем, пов'язаних зі створенням джерела живлення великої потужності та термомеханічною міцністю матеріалів.

За результатами останніх теоретичних та експериментальних досліджень запропоновано нові технічні рішення РП. Підвищення ККД досягається шляхом оптимізації інтегральних параметрів РП

– збільшенням похідної індуктивності рейок і зменшенням активного опору розрядного кола РП. Порівняльний аналіз показав, що нові варіанти РП мають кращі показники, ніж традиційний РП, а між собою відрізняються певними перевагами і недоліками. З огляду на найпростішу конструкцію традиційного РП удосконалені варіанти РП мають більш складну конструкцією і систему керування.

Запропоновано новий варіант багатоступінчатого секціонованого РП, в якому суттєве зменшення активного опору РП досягається шляхом поділення рейок РП по їхньої довжині на окремі ізольовані одна від іншої ділянки (ступені) та синхронізованої з рухом якоря поступової комутації цих ділянок без додаткових засобів керування. У такому варіанті ККД збільшується до 51...52 %. Реалізація такого РП потребує використання обхідного струмопроводу – багатожильного кабелю з відповідними характеристиками. Подальші задачі щодо реалізації варіантів РП пов'язані з дослідженням особливостей локальних фізичних процесів, що протікають в РП.

Практична реалізація нових технічних рішень РП, які виникли внаслідок критичного осмислення проблеми, відкривають нові можливості для ефективного практичного використання технології рейкового прискорення електропровідних тіл.

1. Longwen Jin, Bin Lei, Qian Zhang and Rengui Zhu. Electromechanical Performance of Rails With Different Cross-Sectional Shapes in Railgun. *IEEE Trans. on plasma science*. 2015. Vol. 43. No 5. Pp. 1220 – 1224.
2. George Arthur Proulx. Railgun With Steel Barrel Sections and Thermal Management System. *IEEE Trans. on Plasma Science*. 2015. Vol. 43. No. 5. Pp. 1624 – 1646.
3. Rodney L. Burton, F. Douglas Witherspoon and Shyke A. Goldstein. Performance of a selfaugmented railgun. *Journal of Applied Physics* 70, 1991. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.349199>
4. S. Hundertmark, G. Vincent, F. Schubert, and J. Urban, The NGL-60 Railgun, *IEEE Trans on Plasma Science*. 2019. Vol. 47. No 7. Pp. 3327 – 3330.
5. Vincent, S. Hundertmark, Using the SR\3-60 Railgun in Augmented Mode. *IEEE Trans. on Plasma Science*. 2015. Vol. 43. Issue 5. Pp. 555 – 1558.
6. Yong He, Yongchao Guan, and Shengyi Song. Design of a Multi-Turn Railgun for Accelerating Massive Load to High Speed. *IEEE Trans on Plasma Science*. 2019. Vol. 47. No 8. Pp. 4181 – 4183.
7. Zizhou Su, Wei Guo, Bo Zhang, Tao Zhang, Ren Ren, Xiaochao Sun. The Study of Three Configurations of Railgun. *16th International Symposium on Electromagnetic Launch Technology*. Beijing, China. May 2012.
8. Poltanov Aleksey E., Kondratenko Anatoly K., Glinov Alexander P., Ryndin Valery N. Multi-Turn Railguns: Concept Analysis and Experimental Results. *IEEE Trans. on Magn*. 2001. Vol. 37. No 1. Pp. 457-461.
9. Thomas G. Engel, Jesse M. Neri, and Michael J. Veracka, Characterization of the Velocity Skin Effect in the Surface Layer of a Railgun Sliding Contact. *IEEE Trans. on Magn*. 2008. Vol. 44. No 7. Pp. 1837 - 1844.
10. Hundertmark S. and Vincent G. Performance of a Hexagonal, Segmented Railgun, *2009 IET European Pulsed Power Conference*, Geneva, Switzerland, September 2009. Pp. 43–47.
11. Vincent G., Hundertmark S. Using the SR\3-60 Railgun in Augmented Mode. *IEEE Trans. on Plasma Science*. 2015. Vol.43. No 5. Pp. 1555 - 1558.
12. Mankowski J., Dickens J., Giesselmann M., McDaniel B., McHale B. and Kristiansen M. A Bench Top Railgun With Distributed Energy Sources. *IEEE Trans. on Magn*. 2007. Vol. 43. No. 1. Pp. 167 – 169.
13. Hundertmark S., Vincent G., Simicic D. and Schneider M. Increasing Launch Efficiency With the PEGASUS Launcher. *IEEE Trans. on Plasma Science*. 2017. Vol. 45. No 7. Pp. 1607 – 1613.
14. Vaskovskyi Yu.M., Raichev P.O. Improvement and optimization of the rail accelerator of electrically conductive bodies. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2019. No 2. Pp. 7-14. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.02.007>
15. Vaskovskyi Yu.M., Raichev P.O. Improvement of the Energy Efficiency of the Railgun, *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering*. July 2019, Lviv, Ukraine. Pp. 261-264.

ЭВОЛЮЦИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ РЕЛЬСОВЫХ УСКОРИТЕЛЕЙ

Ю.Н. Васьковский, П.О. Райчев

НТУ Украины «Киевский политехнический институт имени Игоря Сикорского»

Пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина.

E-mail: vun157@gmail.com, krieg40000@gmail.com.

Проведен аналитический обзор современных мировых разработок в области электромагнитных ускорителей электропроводных тел (РУ). Анализируются основные закономерности физических процессов в РУ и показаны пути их дальнейшего усовершенствования в целях повышения показателей энергоэффективности. С учетом широкого разнообразия предлагаемых вариантов необходимы их обобщения и адекватный сравнительный анализ. Проведен сравнительный анализ преимуществ и недостатков передовых вариантов РУ – традиционного РУ, аугментированного, многовиткового, и многоступенчатого секционированного РУ. Описан предложенный авторами вариант многоступенчатого секционированного РУ, который обеспечивает существенное снижение активного сопротивления ускорителя путем деления рельсов по их длине на отдельные изолированные один от другого сегменты и последующую их коммутацию без средств дополнительного контроля, синхронизирующуюся с движением якоря. Библ.15, рис. 8.

Ключевые слова: рельсовый ускоритель, аугментированный, многовитковый, секционированный РУ.

EVOLUTION OF THE ELECTROMAGNETIC RAILGUN

Ju.M. Vaskovskyi, P.O. Raichev

National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»

pr. Peremogy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

E-mail: vun157@gmail.com; krieg40000@gmail.com.

In the present article, the analytical overview of the worldwide modern approaches to the development of electromagnetic railguns (RG) was carried out. The major physical effects in the RG were analyzed, and the corresponding ways of increasing the RGs efficiency were showed up. Considering the wide range of the proposed ER configurations, their generalization and comparative analysis is highly needed. Thus, the comparison of the most advanced configurations of the ER - conventional RG, augmented, multi-turn, and multistage segmented RG was carried out. Finally, the variation of the multistage segmented RG, proposed by authors, has been described. This type of ER allows for the sufficient decrement of the ERs resistance by splitting the rails on mutually insulated segments, and commutating those segments without additional control equipment, but only by synchronized movement of the armature. References 15, figures 8.

Keywords: rail accelerator, augmented railgun, multi-turn railgun, segmented railgun.

Надійшла 07.07.2020

Остаточний варіант 23.07.2020

**IDENTIFICATION OF MATHEMATICAL MODEL OF TURBINE GENERATOR UNIT
IN PRESENCE OF UNCERTAINTY****S.M. Baliuta¹, P.O. Chernenko², Iu.V. Kuievda¹, V.P. Kuevda¹**¹National University of Food Technologies,Volodymyrska str, 68, Kyiv, 01601, Ukraine, e-mail: julika@gmail.com²Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: cher@ied.org.ua

An identification procedure of mathematical model of turbine generator unit in the presence of uncertainty is studied for using in the interconnected robust control automated system. The procedure is based on “worst-case” identification approach. The controlled object is modelled by the matrix transfer function with additive uncertainty. The identification consists of two stages: first is to identify transfer function with nominal parameters with the use of prediction error minimization algorithm, second – to determine weight function in additive uncertainty model using finding the worst-case log-magnitude curve of uncertainties. Identification is performed in active way, determining datasets for each control channel from individual experiments. A linear frequency-modulated signal is selected as the input test disturbance. A simulation model of the controlled object is constructed and the numerical experiment is conducted using the identification procedure. References 11, figures 7.

Keywords: turbine generator unit, identification, automated control system.

Ensuring the reliability of the turbine generator unit (TGU) in the electric power system is an actual task. One of the ways to solve it is to improve the existing automated control systems and to create new ones based on modern principles. One of the key parts of TGU is its shaft, whose damage can lead to premature decommissioning of the TGU and serious technical accidents [8].

In order to ensure reliable operation and permanent monitoring of the TGU shaft condition, the authors have developed the automated system of interconnected robust control (ACS IR TGU) [2, 3]. As described in [3], ACS IR TGU performs the functions of interconnected robust control of TGU shaft rotation; monitoring of fatigue damage of the shaft material; control of the operation of special equipment related to damping of torsional vibrations of the TGU shaft, namely devices for compensation of torsional oscillations, which are able to create additional torque on certain sections of the shaft line. These functions are proposed to be implemented using separate subsystems, what are reflected in the functional diagram of the automated system, which is given in [3].

The function of controlling the TGU shaft rotation in the system is carried out using an interconnected robust controller, which synthesis procedure is described in [1]. The controller implements interconnected control by coordinating the operation of the automatic turbine speed governor (GOV) and the automatic voltage regulator (AVR) of TGU. The controller also has robustness properties with respect to the following types of uncertainty: unmodeled dynamics due to the linearization of the controlled object model, unaccounted change of the parameters of the controlled object components in relation to different TGU operating modes, as well as the gradual change over time of such parameters relative to the initial technical qualities, determined during the experiments at the factory, as a result of physical deterioration of the technical object.

As shown in [1] by numerical simulation, the result of using such a controller is reducing shaft oscillations relative to the power system and mechanical stresses in its cross sections with robustness of results towards parameter variation of controlled object mathematical model (MM). In the controller synthesis procedure it is used MM with nonparametric additive uncertainty, which includes all types of uncertainty of the considered system. The robust properties of the controller allow achieving the stability and the specified control quality only within the fixed uncertainty boundaries which can change over time due to physical deterioration or modernization of controlled object. For this reason, the controller needs to be reconfigured periodically, subject to significant changes in the MM uncertainty limits of the control object. To apply such an adaptive-robust approach to the design of the control system, which requires periodic readjustment of the robust controller, the control system provides a subsystem for identifying the uncertain model of the controlled object. The subject of these studies is the application of identification methods for systems with uncertainty in the algorithms of the identification subsystem of ACS IR TGU.

The task of identifying uncertain models of controlled objects has arisen in connection with the development of robust control methods. The classical identification methods do not fully meet the needs of robust control problems due to the fact that they can only take in account the signal uncertainty by including additive stochastic noise signals, whereas there are many other types of uncertainty in robust control methods [6]. For example, there are uncertainties due to simplifications of the control model that have non-stochastic nature. And even in the case of stochastic type of signal uncertainties, only the uncertainty boundaries of these signals in specific spaces are required for the synthesis algorithms of robust controllers, and information about the probability distribution of signal error is not used.

The active phase of research on methods for identifying systems with uncertainty came in the 1990s, when robust control methods developed rapidly [7]. These methods have been called "non-stochastic" or "worst-case" identification. A common feature of these methods was that the various noises in the systems models were considered non-stochastic, but limited in some space.

Many tasks remain unsolved today, and methods for identifying models of systems with uncertainty continue to develop, in particular in the way of combination of stochastic and non-stochastic approaches [7], as well as creating methods that optimize experimental design and reduce the computational complexity of algorithms. For example, in [4] new approaches to identification of models with parametric uncertainty have been proposed, the application of which allows to reduce the number and duration of experiments while improving the accuracy of the obtained estimates.

In this paper, algorithms of the identification subsystem of ACS IR TGU are designed based on the worst-case methodology, which most corresponds to the uncertainty type in TGU MM chosen for this study.

The main results. In the study the authors use the complete non-linear TGU MM in the form of the combined controlled object (CCO), including generator (G), turbine (T), exciter (E), AVR, GOV, and test electrical system (TES) (Fig. 1). The model was obtained on the basis of the physical principles of the CCO components using the Park-Gorev equations, the detailed description of the model and its parameters is given in [1]. We can express the consolidated mathematical model of CCO as follows:

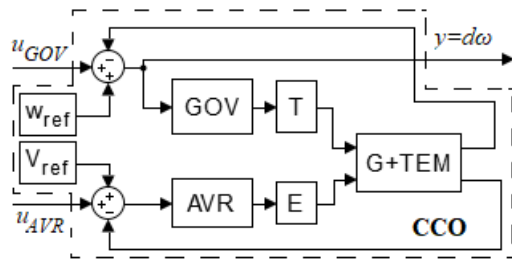


Fig. 1

$$\frac{d}{dt}x(t) = F(x(t)) + Bu(t), \quad (1)$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t),$$

where x is the state vector; $F(x)$ is the nonlinear vector-valued function; $y = \omega - \omega_{ref}$ is the vector of observations: deviation of the generator rotor rotational speed; B, C, D are the matrices with constant coefficients; $u = (u_{GOV} \ u_{AVR})^T$ is the control vector consisting of the control signals of additional stabilizing inputs to GOV and AVR.

For the synthesis of the controller according to the procedure described in [1], the model (1) is linearized around the operating point with fixed values of active and reactive power P and Q corresponding to certain values of the load angle θ and the generator voltage V_{ref} . The order of the linearized model is reduced by the Schur method [9, 10]. The corresponding matrix transfer function G of the linearized CCO system is expressed in the following form:

$$G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D = \begin{pmatrix} G^1(s) & G^2(s) \end{pmatrix}. \quad (2)$$

On the basis of the matrix transfer function G of the CCO linearized system it is formed the CCO model with additive uncertainty:

$$G_{pert}(s) = G(s) + \Delta(s)W(s), \quad (3)$$

where $G(s) = \begin{pmatrix} G^{(1)}(s) & G^{(2)}(s) \end{pmatrix}$ is the nominal transfer function of the non-perturbed controlled object, $\Delta = \begin{pmatrix} \Delta^{(1)} & \Delta^{(2)} \end{pmatrix}$, $\|\Delta\|_{\infty} < 1$ is the normalized uncertainty, $\|\cdot\|_{\infty}$ is the norm in the RH_{∞} space, and $W = \begin{pmatrix} w^{(1)} & 0 \\ 0 & w^{(2)} \end{pmatrix}$ is the weight function that also belongs to the RH_{∞} space. The additive term $\Delta(s)W(s)$ to the nominal function of the controlled object includes all the types of uncertainty mentioned above.

This description of the controlled object (3) is used for applying the synthesis algorithm of the H_∞ -suboptimal interconnected robust controller of TGU shaft speed, which reduces the dangerous torsional vibrations of the shaft by coordinating the action of GOV and AVR [1].

The task of identifying the CCO model with uncertainty (3) is to determine the transfer functions $G(s)$ and $W(s)$ from the experimental data, which are presented in the form of time discrete series. Let the system being identified have, in the general case, Nu control inputs (u_1, u_1, \dots, u_{Nu}) and one output y . Suppose we also have a set of parameters (p_1, p_2, \dots, p_{Np}) of the original complete CCO model (1), which are sources of uncertainty and may vary over a range of values. The range of variation of these parameters by virtue of the accepted model should be expressed in the form of nonparametric uncertainty in the CCO model, in other words, the task is to find the limits of nonparametric uncertainty that correspond to the variation of these parameters.

First consider the problem of identification of the nominal transfer function $G(s)$. We will identify the function in the form:

$$G(s) = [G^{(1)}(s) \quad \dots \quad G^{(Nu)}(s)], G^{(i)}(s) = \left(\sum_{k=0}^m a_k^{(i)} s^k \right)^{-1} \sum_{k=0}^n b_k^{(i)} s^k, i = 1 \dots Nu. \quad (4)$$

Identification is performed in active way, identifying datasets for each control channel from individual experiments. A linear frequency-modulated signal, also called a "chirp" signal, is selected as the input test disturbance [2]. Identification procedure is carried out by time discrete series using one of the "direct" methods, namely the method of minimizing the prediction error (PEM) [5].

The prediction error minimization method is intended to identify both linear and nonlinear systems [5]. In this method, the output signal is represented as follows:

$$y(k) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(k) + n(k),$$

where q^{-1} is the shift operator and $q^{-1}y(k) = y(k-1)$; $u(k)$ is the input signal, $y(k)$ is the output signal; $n(k)$ is the noise signal; polynomials A and B have the coefficients of the denominator and the numerator of the transfer function $G(s)$ of the system to be identified.

The estimate of the noise signal is expressed by unknown polynomials F and H , which are also determined during the identification process:

$$\hat{n}(k | k-1) = \left(1 - \frac{H(q^{-1})}{F(q^{-1})} \right) n(k).$$

Then the estimate of the output signal is expressed as:

$$y(k | k-1) = \left(1 - \frac{H(q^{-1})}{F(q^{-1})} \right) y(k) + \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(k).$$

The prediction error is equal: $e(k) = y(k) - \hat{y}(k | k-1)$.

Optimization criterion for finding the coefficients of polynomials A, B, F, H :

$$f(k) = \sum_{k=1}^N e_k^2(k) \rightarrow \min. \quad (5)$$

In order to minimize the function of the optimization criterion (5), it is advisable to use the Gauss-Newton method [5].

As a result of applying the method for each control channel, we obtain the values of the coefficients $a_k^{(i)}$ and $b_k^{(i)}$ of each element of the nominal transfer function $G(s)$ from (4).

The schematic representation of the identification algorithm of the nominal matrix transfer function of the system is shown in Fig. 2. The identification procedure begins with the fixation of the nominal values of the controlled object varied parameters. Then the cycle starts according to the number of Nu control channels of the system: the input test linear frequency-modulated signal of the fixed frequency range is sent to the input of the current channel of

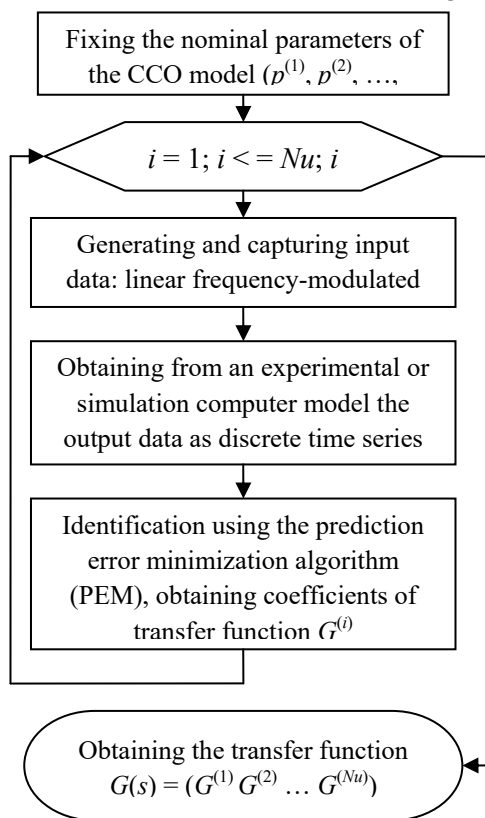


Fig. 2

the cycle, the values of input and output signals are registered at time points with the selected step. According to these data, the matrix element of the nominal transfer function corresponding to the current control channel is identified by the PEM method described above. At the end of the cycle, we have a fully identified transfer matrix function of the controlled object.

To determine the weight function W , we identify several G_{pert} functions in different modes corresponding to certain parameter values $(p_1, p_2, \dots, p_{Np})$ in the neighborhood of nominal values. The parameters can be changed by some regular grid, but if the number of parameters is greater than 2, it can be used a set of randomly generated parameter vectors within the boundaries of their change. Then we construct a set of log-magnitude curve differences, identified with specific parameter values and nominal functions separately for each i -th control channel $G_{pert}^{(i)}|_{(p_1, \dots, p_{Np})} - G^{(i)}$, and determine the maximum log-magnitude curve of this family as an upper envelope [9] (Fig. 3).

By the determined maximum log-magnitude curves, we restore the minimum-phase transfer functions $w^{(i)}(s)$, by which we build the matrix weight function

$$W(s) = \text{diag}(w^{(1)}(s) \dots w^{(Nu)}(s)).$$

The identification algorithm of the matrix weight function of the system is shown in Fig. 4.

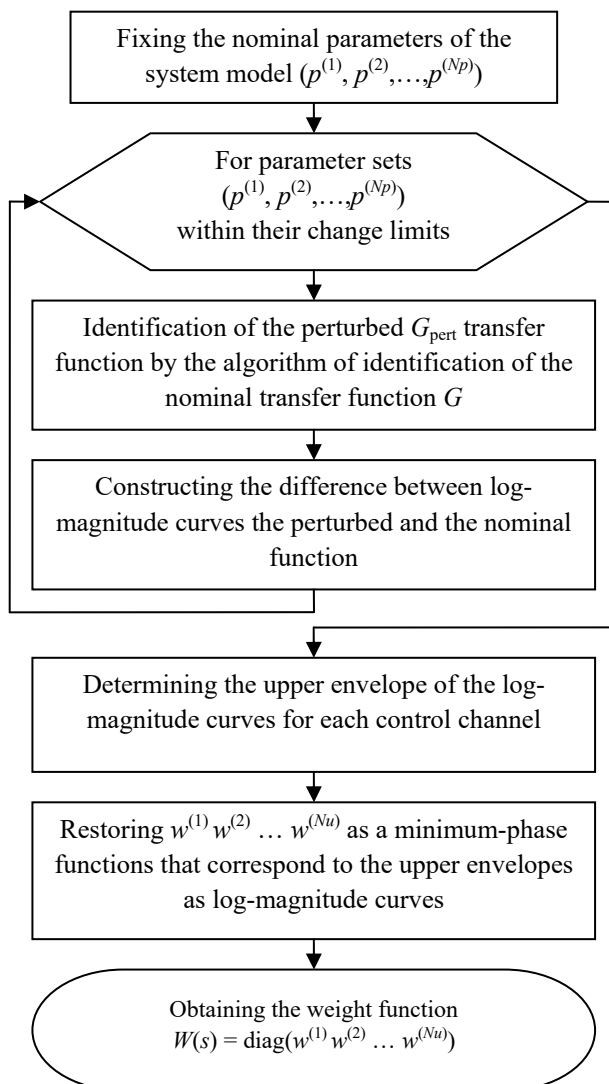


Fig. 4

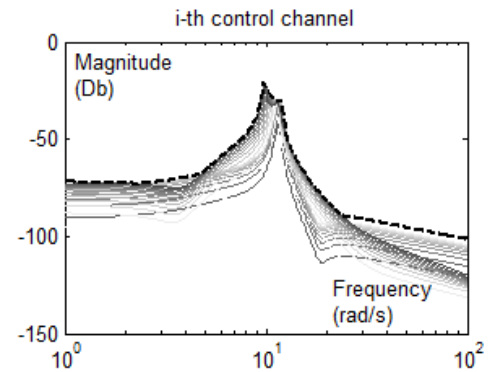


Fig. 3

The algorithm starts with fixed CCO nominal parameters, after that the loop executes with the parameters values within their variation range. As already mentioned, these values can be computed both basing on a regular grid or on set of points in the space of parameter values that are uniformly distributed in a limited area. The next step is to determine the parameters of the perturbed transfer function G_{pert} according to the algorithm for identifying the nominal transfer function, shown in Fig. 2. After that we find the difference $G_{pert} - G$ and build the log-magnitude curve of each element of this difference. At the end of the loop we have Nu curves in the graph, an example of such a graph is shown in Fig. 3. For each i -th graph we find a discrete set of points in the upper envelope of the family of log-magnitude curves, according to which we calculate the corresponding element of the weight function, solving the Chebyshev approximation problem with the minimax optimality criterion for finding the coefficients of the minimum-phase transfer function to fit the log-magnitude curve [11].

According to the described algorithm, the authors carried out identification of the CCO transfer function of the TGU model consisted of K-200-130 turbine and TGV-200 generator. The sources of uncertainty were fixed as: the coordinates of the system state x_{nom} in the neighborhood of which the equations were linearized and the following parameters of the system: the coefficient K_{0u} of AVR and the resistance of the transmission line X_{TES} , which depends on the length of the line l_{TES} . Assume that the nominal transfer function of the system $G(s)$ in (1)

corresponds to the nominal TGU operating mode, which corresponds to the nominal value of the active power P_{nom} and the value of the reactive power Q_{nom} according to the nominal value of the power factor $\cos\varphi_{nom}$. Also, we fix the nominal values of the parameter $K_{0u}=100$. Range of variation of parameters:

$$x \in [x|_{P=0}, x|_{P=P_{nom}}]; K_{0u} \in [50...150].$$

In system (1) there are two input control signals u_{GOV} and u_{AVR} and one output signal y . That is, the system has two control channels " $u_{GOV} \rightarrow y$ " and " $u_{AVR} \rightarrow y$ ".

As part of the study, using the simulation scheme in the Simulink graphical programming environment of the MATLAB software package, it was generated a set of input data in the form of "chirp" signal and corresponding output data (Fig. 5), by which the nominal transfer function $G(s)$ was identified according to the algorithm shown in the Fig. 3:

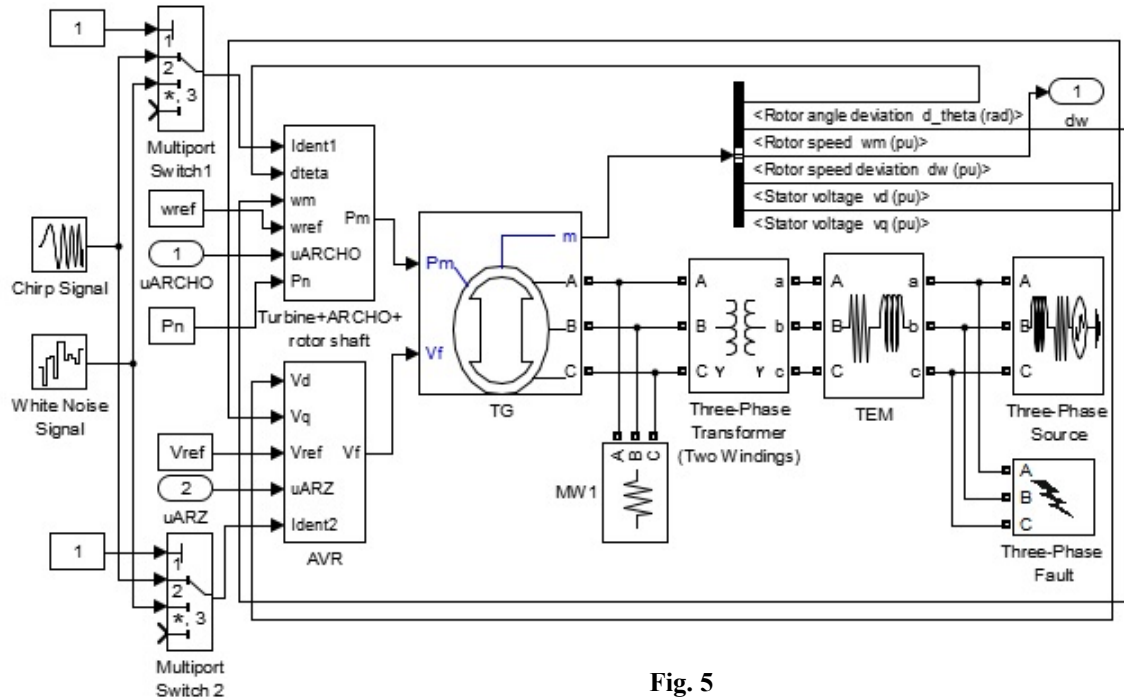


Fig. 5

$$G(s) = (G^{(1)}(s) \quad G^{(2)}(s)), \quad (6)$$

where

$$G^{(1)}(s) = \frac{-0.0001945s^3 - 0.002697s^2 + 2.944s - 3.359}{s^4 + 13s^3 + 185.9s^2 + 1615s + 6321}, \quad G^{(2)}(s) = \frac{0.03354s^3 - 0.8643s^2 - 7.021s - 173.6}{s^4 + 5.627s^3 + 219.9s^2 + 700.1s + 1.125e04}.$$

A comparison of the identified function $G(s)$ with $G_{teor}(s)$ is performed, where $G_{teor}(s)$ was obtained from the TGU complete mathematical model (1) by linearization and order reduction from 14 ($G_{teor14}(s)$) to 4 ($G_{teor4}(s)$) by the Schur method [9, 10]

$$G_{teor14}(s) = (G_{teor14}^{(1)}(s) \quad G_{teor14}^{(2)}(s)), \quad (7)$$

$$\text{where } G_{teor14}^{(1)}(s) = \frac{3713s^{10} + 7.966e06s^9 + 2.685e09s^8 + 3.4e12s^7 + 2.235e14s^6 + 3.393e15s^5 + 2.2e16s^4 + 8.406e16s^3 + 1.1e17s^2 + 4.445e16s - 1.018e05}{s^{14} + 3161s^{13} + 2.919e06s^{12} + 1.686e09s^{11} + 1.003e12s^{10} + 7.718e13s^9 + 2.091e15s^8 + 3.413e16s^7 + 4.154e17s^6 + 3.678e18s^5 + 2.218e19s^4 + 8.809e19s^3 + 1.926e20s^2 + 1.116e20s + 1.706e19}$$

$$G_{teor14}^{(2)}(s) = \frac{-2645s^{11} - 1.827e06s^{10} + 2.892e08s^9 - 5.98e11s^8 - 7.238e13s^7 - 2.917e15s^6 - 4.902e16s^5 - 3.75e17s^4 - 1.205e18s^3 - 1.06e18s^2 - 1.954e17s + 7030}{s^{14} + 3161s^{13} + 2.919e06s^{12} + 1.686e09s^{11} + 1.003e12s^{10} + 7.718e13s^9 + 2.091e15s^8 + 3.413e16s^7 + 4.154e17s^6 + 3.678e18s^5 + 2.218e19s^4 + 8.809e19s^3 + 1.926e20s^2 + 1.116e20s + 1.706e19},$$

$$G_{teor4}(s) = \left(G_{teor4}^{(1)}(s) \quad G_{teor4}^{(2)}(s) \right), \quad (8)$$

where

$$G_{teor4}^{(1)}(s) = \frac{-0.005128s^3 + 0.1142s^2 + 1.297s + 1.769}{s^4 + 6.849s^3 + 163.8s^2 + 766.8s + 4555}, \quad G_{teor4}^{(2)}(s) = \frac{0.0007232s^3 - 0.6564s^2 - 28.06s - 9.782}{s^4 + 6.849s^3 + 163.8s^2 + 766.8s + 4555}.$$

The comparison was performed in the frequency range and showed the equality of the log-magnitude curves of all functions with sufficient accuracy in the operating frequency range. Fig. 6 shows a comparison of log-magnitude curve of the identified function $G(s)$ and those calculated using TGU mathematical models: complete of 14th order and simplified of 4th order.

Then the weighting function W was determined by the given above algorithm shown in Fig. 4 using the input linear frequency-modulated signal. In Fig. 7 log-magnitude curve of W is represented by a dashed line. Using this curve, the minimum-phase functions $w^{(1)}$ and $w^{(2)}$ were restored, which the matrix weight function W consists of:

$$W(s) = \text{diag} \left(w^{(1)}(s) \quad w^{(2)}(s) \right), \quad (9)$$

$$w^{(1)}(s) = \frac{1.689e(-06)s^4 + 0.001386s^3 + 0.01571s^2 + 1.009s + 2.847}{s^4 + 0.6621s^3 + 231.3s^2 + 70.3s + 1.302e04},$$

where

$$w^{(2)}(s) = \frac{3.617e(-05)s^4 + 0.01396s^3 + 0.5976s^2 + 35.36s + 36.94}{s^4 + 5.511s^3 + 227.1s^2 + 568.7s + 1.251e04}.$$

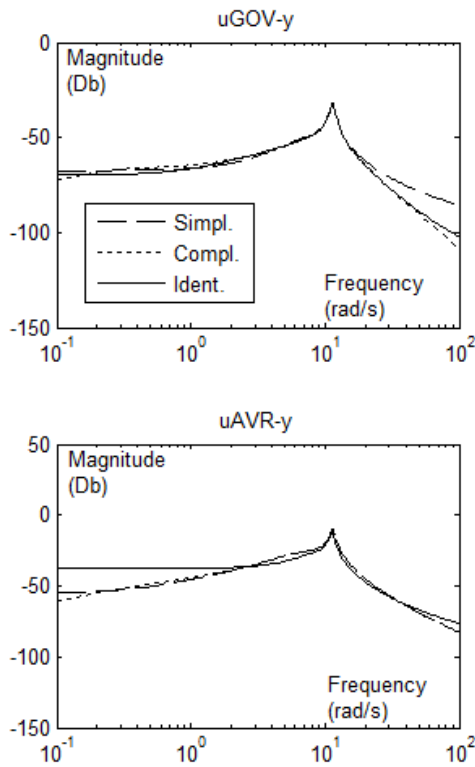


Fig. 6

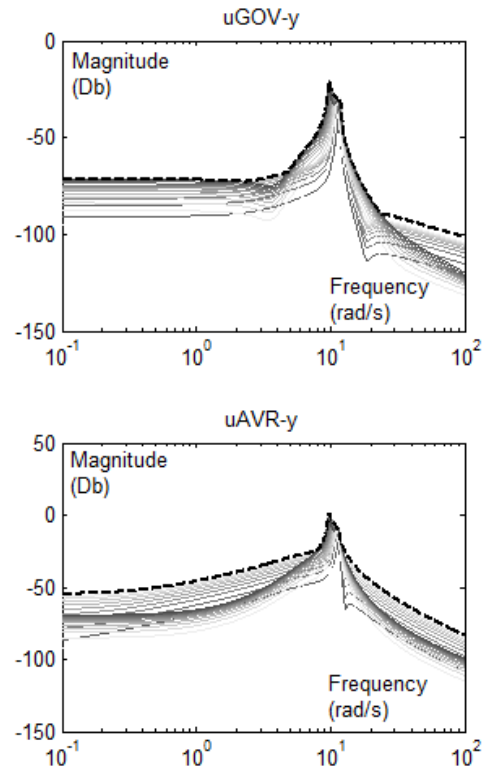


Fig. 7

Thus, the above algorithms of determining of the matrix transfer functions $G(s)$ and $W(s)$ can be applied in the operation of the identification subsystem of ACS IR TGU for identification of CCO with uncertainty in form (3) for initial adjustment of the interconnected robust controller as well as for its readjustment during the operation of the control system in the case of a significant change of the boundaries of uncertainty in the CCO MM.

Conclusions.

The algorithm for identifying TGU as a controlled object has been developed based on the “worst-case” principle of identifying models of uncertain controlled objects. The simulation has been performed to generate a set of input and output data and to further apply the developed identification procedure. On the basis of these computational experiments, it is shown the approximate equality of log-magnitude curves of the identified nominal COO transfer function of the model with non-parametric uncertainty (3) and the transfer function determined from the complete TGU mathematical model (1) with sufficient accuracy in the range of TGU operating frequencies.

The developed algorithm of identification is intended for use in the identification subsystem of ACS IR TGU.

1. Kuievda Yu., Baliuta S. Synthesis of robust interconnected power system stabilizers for turbine generators in sugar factories. *Ukrainian Journal of Food Science*. 2017. Vol. 5. Issue 2. Pp. 256-266.
DOI: <https://doi.org/10.24263/2310-1008-2017-5-2-10>
2. Baliuta S.M., Kuievda Iu.V. Synthesis of robust interconnected system stabilizers for turbine generator units under uncertainty. XXV International Conference on *Automatic Control (Automatics-2018)*. September 18-19, 2018. Lviv, Ukraine. Pp. 149-150.
3. Baliuta S., Kuievda V., Kuievda Iu. Robust interconnected automated control system for improving reliability of the turbine-generator unit shaft in food industry enterprises. 7th International Specialized Scientific and Practical Conference *Resource and Energy Saving Technologies of Production and Packing of Food Products as the Main Fundamentals of Their Competitiveness*. September 12, 2019. Kyiv, Ukraine. Pp. 12-17.
4. Lutska N.M. Development of a method for identification of mathematical models of technological objects with uncertainties. *Power engineering and automation*. 2019. No 4. Pp. 56-69. (Ukr)
5. Isermann R., Munchhof M. Identification of Dynamic systems. Berlin-Heidelberg: Springer, 2011. 705 p.
6. Pal B., Chaudhuri B. Robust Control in Power Systems. New York: Springer Science & Business Media Inc., 2005. 190 p.
7. Wang Le-Yi, Zhao Wen-Xiao. System Identification: New Paradigms, Challenges, and Opportunities. *Acta automatica sinica*. 2013. Vol. 39. Issue 7. Pp. 933-942.
8. Bovsunovskii A. Effect of Abnormal Operation of Turbine Generator on the Resource of Steam Turbine Shafting. *Advances in Design, Simulation and Manufacturing. DSMIE 2018. Lecture Notes in Mechanical Engineering*. Springer, Cham, 2019. Pp. 247-254. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-319-93587-4_26
9. Gu Da-Wei, Petkov P.H., Konstantinov M.M. Robust Control Design with MATLAB. London: Springer, 2013. 468 p.
10. Safonov, M.G., Chiang, R.Y. A Schur method for balanced-truncation model reduction. *IEEE Trans. Autom. Control*. 1989. AC-34. Pp. 729-733.
11. Boyd S., Vandenberghe L. Convex Optimization. Cambridge University Press, 2004. 727 p.

УДК 621.311:681.3

ИДЕНТИФИКАЦИЯ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ТУРБОАГРЕГАТА С НАЛИЧИЕМ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

С.Н. Балюта¹, П.А. Черненко², Ю.В. Куевда¹, В.П. Куевда¹

¹Национальный университет пищевых технологий,
ул. Владимирская 68, Киев, 01601, Украина,
e-mail: julika@gmail.com

²Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина,
e-mail: cher@ied.org.ua

Исследована процедура идентификации математической модели турбоагрегата с наличием неопределенности для применения в автоматизированной системе взаимосвязанного робастного управления. Процедура

базується на методології ідентифікації "worst-case". Об'єкт управління моделюється матричною передаточною функцією з адитивною неопределенністю. Ідентифікація состоит из двух этапов: первый – определение передаточної функції з номінальними параметрами з використанням алгоритма мінімізації погрешности прогноза, второй – определение весовой функції в моделі адитивної неопределенности с помощью поиска наилучшего варианта амплитудно-логарифмических характеристик неопределенностей. Ідентифікація проводиться активним способом, определяя наборы данных для каждого канала управления по отдельным экспериментам. Лінійно частотно-модульований сигнал вибирається в качестве входного тестового сигнала. Побудована імітаційна модель турбоагрегата и проведен численный эксперимент с использованием процедуры ідентифікації. Бібл. 11, рис. 7.

Ключевые слова: турбоагрегат, ідентифікація, автоматизированная система управления.

УДК 621.311:681.3

ІДЕНТИФІКАЦІЯ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ ТУРБОАГРЕГАТА З НАЯВНІСТЮ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ

С.М. Балюта¹, П.О. Черненко², Ю.В. Куєвда¹, В.П. Куєвда¹

¹Національний університет харчових технологій,
вул. Володимирська, 68, Київ, 01601, Україна,

e-mail: julika@gmail.com

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

e-mail: cher@ied.org.ua

Досліджено процедуру ідентифікації математичної моделі турбоагрегата з наявністю невизначеності для застосування в автоматизованій системі взаємозв'язаного робастного керування. Процедура базується на методології ідентифікації "worst-case". Об'єкт керування моделюється матричною передавальною функцією з адитивною невизначеністю. Ідентифікація складається з двох етапів: перший – виявлення передавальної функції з номінальними параметрами з використанням алгоритму мінімізації похибки прогнозу, другий – визначення вагової функції в моделі адитивної невизначеності за допомогою пошуку найгіршого варіанту амплитудно-логарифмічних характеристик невизначеностей. Ідентифікація проводиться в активний спосіб, визначаючи набори даних для кожного каналу керування з окремих експериментів. Лінійно частотно-модульований сигнал обирається в якості вхідного тестового сигналу. Побудовано імітаційну модель турбоагрегата та проведено чисельний експеримент з використанням процедури ідентифікації. Бібл. 11, рис. 7.

Ключові слова: турбоагрегат, ідентифікація, автоматизована система керування.

Надійшла 24.04.2020

Остаточний варіант 29.09.2020

ВІДНОВЛЮВАНІ ДЖЕРЕЛА В СИСТЕМАХ ЕНЕРГОПОСТАЧАННЯ МІСТ УКРАЇНИ

І.М. Карп^{*}, академік НАН України, **Є.Є. Нікітін**^{**}, докт. техн. наук, **К.Є. П'яних**^{***}, докт. техн. наук
Інститут газу НАН України,
вул. Дегтярівська, 39, Київ, 03113, Україна,
e-mail: karpkiev@gmail.com; nikitin_ee@ukr.net; pyanykh67@gmail.com

В містах проживає 70% населення України. Забезпечення міст із щільною забудовою електричною енергією здійснюється в основному від централізованих джерел генерації: ТЕС, ТЕЦ, АЕС, ВДЕ, а тепловою – від ТЕЦ та газових котелень. Проаналізовані можливості енергетичного самозабезпечення міст України на основі використання альтернативних та місцевих джерел енергії. У енергозабезпеченні міст спостерігається світова тенденція збільшення частки ВДЕ, особливо у містах та районах із котеджною забудовою. Забезпечення міст власними енергоресурсами може бути досягнуто за умови комплексного використання відновлюваних та місцевих джерел. Виробництво електричної енергії відновлюваними джерелами по показниках повернення інвестицій EROI та нормованої вартості енергії за життєвий цикл джерела генерації LCOE наближається до показників для традиційних джерел. Наведено приклади використання ВДЕ задля забезпечення енергетичних потреб будинків та поселень в Європі. Висока вартість енергії з ВДЕ стримує розвиток цього напрямку в Україні. Ефективність використання відновлюваних та місцевих джерел у будівлях досягається тільки з одночасним запровадженням енергозберігаючих заходів – утепленням будинків, впровадженням систем контролю енерговитрат. Бібл. 14.

Ключові слова: відновлювані джерела енергії, енергетичне самозабезпечення міст, теплові насоси, когенерація.

В Україні в містах проживає біля 70% населення країни.. Постачання електричної та теплової енергії в містах із щільною забудовою відбувається майже цілком від централізованих генеруючих джерел – ТЕС, ТЕЦ, АЕС, районних котелень та відновлюваних джерел енергії (ВДЕ). У містах з переважно котеджною забудовою або подібних районах міст значну частку у енергопостачанні в останні роки починають становити ВДЕ. Актуальною постає концепція енергетичного самозабезпечення міст, яка полягає в тому, що місто є не тільки споживачем енергії, але генерує її з використанням відновлюваних джерел і місцевих енергетичних ресурсів. До ВДЕ відносяться енергія сонячного випромінювання, енергія вітру, гідравлічна енергія малих річок, геотермальна енергія, біологічна сировина. До місцевих ресурсів відносяться тверді побутові відходи, стоки, осади міських каналізаційних стоків (у комбінації з використанням сонячної енергії), відходи промислових підприємств, рослинні відходи, водоймища, у т.ч. Чорне та Азовське моря. У зв'язку із суттєвим зростанням як централізованого так і автономного виробництва енергії з відновлюваних джерел (ВД) актуальним стає питання щодо їхнього використання у енергозабезпеченні міст.

Мета роботи полягає у спробі оцінити можливість та техніко-економічну доцільність енергетичного самозабезпечення міст України за рахунок ВДЕ і місцевих енергетичних ресурсів.

Оцінка можливості виробництва та використання ВДЕ в містах із щільною забудовою від централізованих джерел залежить від наявності відповідного ресурсу або їхньої сукупності, економічних умов – можливостей інвестування у обладнання та інфраструктуру, прийняття політичних рішень керівними органами держави, готовності фінансової підтримки з боку держави виробництва енергії відновлюваними джерелами, яке здійснюється, в основному, шляхом встановлення спеціальних тарифів на електричну та теплову енергію. В європейських країнах

помірного клімату така підтримка має місце практично повсюди. Досвід показує, що на сучасному технологічному рівні виробництва енергії ВД це призводить до підвищення її вартості. Необхідно зауважити, що збільшення обсягів виробництва енергії з ВД викликає необхідність прийняття заходів задля стабілізації параметрів електричних мереж шляхом акумуляції енергії і створення так званих інтелектуальних мереж, які виконують цю функцію [1]. В енергосистемі України встановлені маневрові потужності використовуються ГЕС, ГАЕС, чого недостатньо, тому як вимушений балансує захід використовується ТЕС. У разі збільшення виробництва електроенергії ВД з'являється необхідність тимчасового зменшення виробництва енергії ТЕС або АЕС, а також її акумуляції, особливо в періоди максимального виробництва ВД. Сценарії управління енергосистемою для випадків змін у обсягах генерації розробляються керуючою компанією Укренерго [2]. Один з вірогідних сценаріїв передбачає необхідність включення в енергосистему 2 ГВт маневрових газових потужностей.

В Україні виробництво електричної енергії всіма ВД у 2019 році становило 5,4 млрд. кВт*г або 3,6% від загального її виробництва. Розвиток виробництва енергії ВД в Україні невідворотній. Це обумовлено необхідністю зменшення залежності від імпорту первинних енергоресурсів, зобов'язаннями України як члена Європейського енергетичного співтовариства щодо зменшення шкідливих викидів, стрімким зменшенням вартості встановлених потужностей ВДЕ, усвідомленням вичерпаності викопних палив. Урядом України оприлюднена «Концепція «зеленого» енергетичного переходу України до 2050 року», яка передбачає виробництво 70% електроенергії з ВДЕ, з них 15% – за рахунок дахових СЕС, тобто в містах, а 20-25% покривати за рахунок атомних станцій та підвищення енергоефективності. Передбачається також створення системи накопичування енергії та будівництво газових маневрових станцій. Реалізація Концепції вимагає щорічних інвестицій в енергетику \$10 млрд., з них 2-3 млрд. державних інвестицій, решта – за рахунок власних та зовнішніх інвестицій та міжнародної допомоги, що мало вірогідно. Так само ідеалістично виглядають два сценарія енергетичного переходу України на переважне або повне виробництво енергії з ВДЕ, розроблені фінською компанією Вяртсила. Сценарії передбачають рівень виробництва енергії ВД 88 та 100% та доведення встановлених потужностей ВДЕ до 124 ГВт, тобто збільшення у 15 разів.

У зв'язку із швидким нарощуванням потужностей ВДЕ у світі виникає питання щодо порівняної ефективності виробництва енергії з ВДЕ та з традиційних джерел на викопних паливах та чи зможе «зелена» енергетика замінити традиційну, беручи до уваги зростання загальносвітового споживання електроенергії. Аналіз статистичних даних, наведених у огляді [3], показує, що обсяги виробництва енергії нарощують ядерний, газовий і навіть нафтовий сектори, майже зберігає рівень виробництва вугільний сектор, особливо швидко нарощувалось виробництво енергії з ВД. Так, загальне світове виробництво енергоресурсів виросло з 2013 до 2019 року на 8,9% – до 13838 млн. т нафтового еквіваленту, у тому числі на газовому паливі на 15% – до 3326 млн., виробництво АЕС – на 8,3% – до 611 млн., вугілля – скоротилося на 1,5% – до 3917 млн., ВДЕ – виросло у 2,13 рази – до 561 млн. т н.е. Незважаючи на те, що вартість 1 кВт*г виробленої ВДЕ часто менша вартості енергії з традиційних джерел, частка електроенергії, що виробляється на вугіллі, становить в цілому у світі близько 30% [4].

Задля коректного порівняння вартості енергії, отриманої різними способами, використовується показник EROI (energy returned on investment) – відношення отриманої з джерела енергії до витраченої на її виробництво. EROI залежить від технологій видобутку палива, його розвіданих запасів, цін на обладнання та саме паливо. Теоретично EROI повинен бути більше одиниці, практично за значення EROI 4:1 використання даного виду палива буде нерентабельним і потребуватиме субсидування. EROI трохи більше одиниці припустимий тільки для видобувних компаній.

EROI для вугільних електростанцій у США надзвичайно високий – у 2010 році він становив 80:1. Для порівняння: значення цього коефіцієнту 100:1 на цей час характерні для гідроелектростанцій. EROI для вугільних електростанцій у Європі 30:1. Рекордсменом по обсягах споживання вугілля у Європі є Німеччина, незважаючи на те, що у 2018 році обсяг виробництва «зеленої» енергії у країні перевищив обсяги її виробництва з викопних палив. Зараз в Німеччині налічується 84 вугільних ТЕС, які вимушені згладжувати відмову від атомної генерації. EROI для вугільних ТЕС України орієнтовно становить 3,4:1. Щодо «зеленої» енергетики, то найвищий EROI – 16:1 сьогодні показують німецькі вітрові офшорні комплекси, але галузь перебуває у стагнації. Темпи будівництва нових ВЕС впали на 80%, а обсяги будівництва у 26 разів менше річного приросту, необхідного задля заміщення виробництва енергії з викопних палив.

Іншим загальноприйнятим показником порівняльної оцінки вартості енергії є показник LCOE (levelized costs of energy) – вирівняна (нормована) вартість енергії за весь життєвий цикл джерела генерації. За результатами щорічного аналізу рівня затрат на енергоресурс, виконаного авторитетною нідерландською компанією Lazard [5], нові покоління СЕС та офшорні ВЕС досягли та продовжують підтримувати конкурентоспроможність із традиційними засобами генерації. Вартість енергії від деяких технологій ВДЕ наближається до вартості енергії від звичайних джерел, \$/МВт·г: ВЕС на суходолі – 28-54; ВЕС на суходолі з урахуванням дотацій – 11-45; СЕС на тонких плівках – 32-42; вугілля – 26-41; АЕС – 27-31. Для вугільних ТЕС та АЕС показник визначено з урахуванням декомпозиції станцій та упорядкування територій. Найбільше значення LCOE серед ВДЕ – 151-242 \$/МВт·г – мають сонячні дахові фотоелектричні перетворювачі на приватних будівлях. Серед традиційних джерел найменшу вартість енергії мають газові генератори комбінованого циклу – 44-68 \$/МВт·г, найбільшу – пікові газові установки – 150-199 \$/МВт·г. Таким чином, середні значення LCOE для ВДЕ ще поступаються значенням цих показників для традиційних джерел генерації. Можливо, саме внаслідок цього у світі продовжує будуватись велика кількість вугільних електростанцій загальним числом до 1000, в основному у країнах Південно-Східної Азії та Африки.

Виробництво енергії з ВД стимулюється державою і в Україні. Законом України «Про альтернативні джерела енергії» встановлено «зелений» тариф задля стимулювання виробництва електро- та теплової енергії з альтернативних джерел:

- для суб'єктів господарювання на електричну енергію, вироблену з енергії сонця, вітру, біомаси, біогазу;
- гідроенергії та геотермальної енергії;
- окремо для приватних домогосподарств на електричну енергію, вироблену з енергії сонця та вітру потужністю енергоустановок до 30 кВт.

Передбачено отримання надбавки до «зеленого» тарифу в розмірі 5 та 10% за використання обладнання українського виробництва на рівні 30 та 50 %. Тарифи на «зелену» енергію в Україні встановлено до 2030 року і прив'язано до курсу євро. В середньому вони у 4,5 рази вищі, ніж для традиційної енергетики. Це пояснює, з одного боку, привабливість інвестицій в Україні у виробництво енергії з ВД, з другого – необхідність стриманого її виробництва у відповідності до економічних можливостей бюджету та населення.

Основною рушійною силою зростання виробництва енергії з ВДЕ є нібито запобігання змінам клімату на Землі в бік глобального потепління, основною причиною якого значна частина вчених вважає наявність в атмосфері CO₂ антропогенного походження, що екранує випромінювання Землі. Інша частина вчених, не заперечуючи цих змін, вважає причиною явища планетарного масштабу: прецесію земної вісі, періодичні зміни сонячної активності, неконтрольовану часту зміну напрямку руху атмосфери з переважно широтного із заходу на схід до меридіонального. Зазначимо, що у США така думка превалює, що підтверджується виходом країни з Паризької угоди по клімату. Така точка зору прийнята і у NASA.

Виходячи із застережень щодо змін клімату, цілий ряд міст і навіть держав і великих регіонів оголосили себе територіями так званої безвуглецевої енергетики, в основі якої лежить використання ВДЕ. Вже більше 40 міст у всьому світі повністю перейшли на відновлювану енергію [6]. Ще приблизно 100 міст оголосило щодо намірів переходу на ВДЕ на 70%. У США на «зелену» енергетику у повному обсязі перейшов Берлінгтон, близькі до цього Атланта та Сан-Дієго. На 70% на чисту енергетику перейшли Сіетл, Юджин та Аспен. Очікується, що у 2020 році у Каліфорнії половина енергії буде вироблятися з ВД. З цією метою у великих містах застосовується практика виділення субсидій для підприємств, готових до відмови від викопного палива, а також фінансове стимулювання підприємств, які обладнують свої нові об'єкти сонячними панелями. За прогнозами Каліфорнійського технологічного інституту та Інституту Карнегі у США 80% потреби у енергії можуть забезпечити ВД. Підкреслюється, що для досягнення 100% результату необхідні системи акумуляції, здатні нівелювати провали виробництва енергії у похмуру та безвітряну погоду. Подібні приклади є і в Європі.

Район Вобан – центр програми сталого розвитку Фрайбурга (Німеччина) – демонструє 100% забезпечення енергією від ВД. Нідерландська компанія Vattenfall будує біля містечка Haringvliet гібридний енергетичний парк, який складається з сонячних панелей, вітряних турбін та акумуляторних батарей [7]. Встановлена потужність генерації становить 60 МВт, що достатньо для забезпечення 40 тис. домогосподарств. Вартість енергопарку \$40 млн. (\$670 на 1кВт встановленої

потужності), термін введення в дію – вересень 2020. Вітряки мають висоту 150 м; їхня загальна потужність 22 МВт. Потужність 124-х сонячних панелей – 38 МВт. Ємність батарей виробництва компанії BMW – 12 МВт·г; батареї розміщені у 12 морських контейнерах. Цілком енергетичні потреби за рахунок ВДЕ забезпечує шведське місто Векше населенням 90 тис. осіб. Місто визнане Єврокомісією найзеленішим містом Європи. Велику частку у ВДЕ складає біомаса і біогаз [8]. Всі міські автобуси працюють на біогазі, який отримують ферментацією харчових відходів і стічних вод. Тепло, гаряча вода та електроенергія надходить з котелень та ТЕЦ, які спалюють біомасу. У ряді країн (Німеччина, Іспанія, Швеція, Данія) розроблені сценарії повного переходу на ВДЕ. Шведське енергетичне агентство Energimyndigheten опублікувало доповідь, у якій сповіщається щодо п'яти сценаріїв розвитку енергетики. У всіх сценаріях біля 40% виробництва електроенергії відводиться гідроенергетиці, значна частка припадає на вітроенергетику. Передбачається до 2040 року виключення виробництва енергії атомними електростанціями, які сьогодні виробляють 37,5% енергії, а також зростання розподіленої сонячної генерації та її інтеграція у всі нові забудови. Можна припустити реальність деяких сценаріїв, беручи до уваги суттєві обсяги виробництва енергії гідроелектростанціями, чого немає у інших названих вище країнах. Сценарій з когенерацією передбачає широке використання біоенергетичних потужностей. Інститутом відновлюваної енергетики НАН України представлено інформацію щодо іноземного досвіду перетворення та акумулювання енергії відновлювальних джерел задля забезпечення споруд громадського призначення. Інформація почерпнута з сайту Всесвітньої ради з екологічного будівництва <http://www.worldgbc.org> та інших сайтів профільних установ: www.communities.gov.uk; <http://www.creedla.com>; <https://www.architectsjournal.co.uk>; <http://www.acarchitects.biz/guide-to-building-a-low-energyhome-1>; Toronto Atmospheric Fund, 2015-2017; <http://www.passiv.de>. В цих матеріалах повідомляється, що з 2021 року країни Європейського союзу планують перейти на зведення енергоефективних, екологічно чистих будинків, здатних завдяки ВД виробляти енергії більше, ніж споживати. Буде створено систему перетворення та акумулювання енергії ВДЕ задля забезпечення споруд громадського призначення. Досягати нульового енергоспоживання таким будинкам дозволяє не лише ефективне використання відновлюваних природних джерел енергії, а й застосування енергозберігаючих технологій, наприклад, якісна теплоізоляція та акумуляція теплової енергії. На випадок виникнення перебоїв з власною енергією активні будівлі у резервному порядку підключаються до акумуляторів енергії або загальної мережі, а потім повертають позичений ресурс назад з надлишком. На основі екологічно чистих будинків будуть будуватися екологічно чисті поселення. Додатково облаштовується система інженерних споруд і комунікацій, яка забезпечує споживання або розподіл електричної і теплової енергії, переробку відходів з виробництвом біогазу або біопалива, комплексне використання геотермальної енергії, акумулювання «зайвої» енергії та інше. Інформаційне забезпечення світового проекту під назвою «Просування чистого нуля» здійснює Всесвітня рада з екологічного будівництва, яка об'єднує регіональні організації з екологічного будівництва в 70 країнах світу. Рада є міжнародною незалежною некомерційною організацією, яка складається з підприємств та організацій, що працюють у будівельній галузі (<http://www.worldgbc.org>). Проект започатковано у 2016 році і вже отримав узгодження у 15 регіональних радах з екологічного будівництва. Він передбачає до 2050 року створення 100% екологічно чистого будівництва. Лідером у впровадженні енергоефективних та екологічно чистих будинків є країни Європейського союзу, зокрема Великобританія. Так у Великобританії в квітні 2007 року був введений Кодекс екологічно чистих будинків (далі Кодекс) як національний стандарт з метою поліпшення загальної екологічності нових будинків шляхом встановлення єдиної системи умов, в межах якої будівельна індустрія може спроектувати і будувати будинки за високими екологічними стандартами. Кодекс також дає покупцям житла інформацію щодо впливу їхнього нового будинку на екологію та потенційні експлуатаційні витрати на цей будинок. У наведених вище сайтах подано приклади як проектів, так і вже збудованих енергоефективних та екологічно чистих будинків. Одним з прикладів є будівництво екопоселення «Hanham Hall» в Південному Глостерширі, розташованого на площі 6,6 га біля Бристоля. Особливістю поселення є система когенерації тепла і енергії (CHP system) з використанням біомаси (<https://www.architectsjournal.co.uk>). Організацією у Великобританії, що сприяє будівництву будинків з «net-zero» рівнем викидів вуглецю, є Zero Carbon Hub. Нею розроблено універсальну схему екологічно чистого будинку, головною особливістю якого є енергоефективний сонячний дизайн. Будинки проектується з великими вікнами на південну сторону і маленькими вікнами на

підвищеннях з північного боку. Ще одна загальна особливість – ретельно ізольовані стіни і дахи з повітронепроникною конструкцією (<http://www.acarchitects.biz/guide-tobuilding-a-low-energy-home-1>).

В Канаді спроектовано енергоефективний будинок з використанням геотермальної енергії поверхневих шарів ґрунту (*Toronto Atmospheric Fund, 2015-2017*).

Слід підкреслити, що у наведених прикладах проекти та збудовані поселення відносяться до індивідуальних будівель і не містять інформації щодо багатопверхівок, ні тих, що вже існують, ні тих, що проєктуються. Крім того наведена інформація не містить економічних оцінок, що не дає можливості розглядати використання існуючого досвіду в умовах щільної забудови у містах України.

Ближчим до умов міст України із щільною забудовою є приклад естонського міста Тарту, яке прагне до статусу «розумного» міста (Smart City) [9]. Обов'язковою умовою статусу є висока енергоефективність будівель. Завданням проєкту, який має назву SmartEnCity, є перетворення тартуських «хрущовок», збудованих ще у 60-ті роки, у енергоефективні «розумні» будинки. Проєкт частково фінансується з фондів ЄС. Він включає повне оновлення фасадів, обладнання їх сонячними панелями, оснащення квартир «системами розумного будинку», які дають змогу мешканцям контролювати та регулювати витрату енергії. До 2018 р. було переобладнано 3 будинки з 20, а всього їх у країні 6000. Керівники проєкту очікують, що середньомісячний на протязі року рівень споживання енергії у будинках зменшиться з 270 до 90 кВт·г/кв. метр. Мешканці переобладнаних помешкань констатують, що у 2019 році споживання теплової енергії зменшилося на 50%, а газу – на 80%. Крім того, встановлені на будинку сонячні панелі виробили утричі більше електроенергії, ніж витратили. Проєкт піддавався критиці внаслідок його високої вартості. Ремонт кожного багатоквартирного будинку обходиться в середньому у 1 млн. євро. ЄС покриває половину витрат, а для оплати іншої половини мешканці беруть кредити. Кожна родина тепер платить за реновацію 100 євро на місяць. Виникає риторичне питання: чи можлива така ситуація в Україні, враховуючи існуючий рівень життя. Між тим сповіщається, що проєктом зацікавились у інших містах республіки, а також у Латвії, Польщі і Болгарії, де збереглося багато жилих будинків радянської епохи. З наведеної інформації видно, що основний позитивний ефект реконструкції «хрущовок» полягає у термомодернізації будинків. Вона дає змогу констатувати, що ні одна з технологій виробництва енергії ВД не забезпечує задоволення енергетичних потреб без одночасного запровадження енергозберігаючих заходів, насамперед утеплення огорожуючих конструкцій, а також контролю та регулювання витрат, рекуперації теплоти, реконструкції систем водопостачання. Частково пряме використання сонячного випромінювання в Україні для виробництва енергії у будівлях щільної забудови можливе на основі відомих в цей час винаходів, але наявні розробки ще не знайшли масового використання внаслідок порівняно високої вартості. Серед цих розробок зазначимо сонячну плівку, черепицю та сонячні жалюзі. Найбільш привабливими виглядають сонячні панелі на основі поліетиленової плівки – PЕТ-плівки. Панелі розроблені в Австралії; їх виробляють шляхом друку спеціальних електронних чорнил на прозорий пластиковий лист товщиною менше 0,1 мм (*building-tech. 25.07.2019*). Панелі можна гнути і кріпити до поверхні любої кривизни. Незаперечною перевагою плівок є їхня вартість – \$7,42/ м², що у 30 разів дешевше панелей на жорстких кремнієвих пластинах від Тесла (\$235/ м²). Додатковою перевагою є те, що вони можуть працювати навіть при слабкому освітленні, завдяки чому їх можна розміщувати у сутінку або орієнтувати не на сонячну сторону. Щодо ККД та питомої потужності не повідомляється. Компанія Tesla розробила сонячну черепицю Tesla Solar Roof замість звичайної покрівлі [10]. В основі Solar Roof прийнята склокераміка, виробництво якої давно налагоджене. Всередині матеріалу знаходиться спеціальне покриття, яке перетворює енергію сонячного випромінювання у електричну. Задля перетворення енергії використовується домашній генератор Powerwall, який пропонується в комплекті з покрівлею. Перевагами Tesla Solar Roof є висока міцність матеріалу, привабливий зовнішній вигляд, доступна вартість, яка навіть нижча за традиційне черепичне покриття. В містах із щільною забудовою поверхонь дахів часто замало задля достатнього виробництва електроенергії. Збільшити поверхню можливого встановлення сонячних панелей пропонується за рахунок використання поверхонь вікон. В Україні розроблені і виробляються сонячні жалюзі SolarGaps, які можуть розміщуватися як із зовнішньої, так і з внутрішньої сторони вікна [11]. Потужність жалюзі становить 150 Вт/м² для зовнішнього і 100 Вт/м² для внутрішнього розміщення. На думку розробників у трикімнатній квартирі з вікнами на південь жалюзі зможуть виробляти до 600 Вт/год або 4 кВт*г/день, тобто 100 кВт*год/місяць. Середнє споживання енергії квартири, як вважають автори, коливається у межах 100-250 кВт*г. Автори розробки вважають, що відключитися від зовнішньої мережі можливо при

обладнанні 10 м² вікон, що виходять на сонячну сторону. Як акумулятори пропонується використовувати пристрій Tesla Powerwall. Оцінка вартості переобладнання одного вікна у звичайній квартирі становить \$300, а промислові рішення для торговельних та бізнес-центрів – \$150/м². У відгуках на цю інформацію заперечується можливість окупності сонячних жалюзі не тільки у прийнятні терміни, а й взагалі, враховуючи високу вартість їхнього встановлення (\$300 за вікно) та вартість системи Tesla Powerwall – від \$3000 до \$3500. Слід також звернути увагу на те, що потенціал ВДЕ в Україні менший, ніж у наведених прикладах. Дійсно, міста Каліфорнії мають значно більший потенціал сонячного випромінювання і використовують відчутну енергію вітрів з Тихого океану. Прибалтійські міста Європи також мають значний вітровий потенціал. Основні витрати на енергозабезпечення українські домогосподарства несуть на опалення та гарячу воду. Тому основним пріоритетом для України в галузі енергозбереження є термомодернізація будинків. Українське законодавство це враховує і стимулює утеплення будинків так званими «теплыми» кредитами. Законом України «Про альтернативні джерела енергії» «зелений» тариф на теплову енергію з біомаси встановлений у розмірі 90% від тарифу на енергію, що виробляється на природному газі.

Використання місцевих джерел енергії. В Україні серед місцевих джерел енергії найбільший потенціал, який широко використовується в Європі та в світі, мають тверді побутові відходи. Підраховано, що за умови часткового сортування відходів можна використати для виробництва енергії половину їхнього потенціалу, що для України оцінюється в еквіваленті природного газу у 1,5 млрд. м³, що становить 11,9% від обсягу газу, що відпускається населенню підприємствами системи «Теплокомуненерго». Доцільно переробляти у біометан також харчові відходи, частка яких близька до 40%, з додаванням рослинних відходів. Використання біометану поряд з природним газом у стисненому і зрідженому станах набуває поширення у транспортній енергетиці країн Європи.

До числа місцевих джерел енергії, доступних у містах як щільної, так і котеджної забудови, відноситься теплота водоймищ та геотермальна енергія приповерхневих шарів ґрунту. Перевагами цих джерел на відміну від вітру та сонця є стабільність параметрів, а недоліком – низький енергетичний потенціал, для використання якого необхідно витрачання певної кількості енергії за допомогою теплових насосів. В Інституті газу НАН України розроблено ряд пропозицій щодо ефективного енергетичного самозабезпечення міст України з використанням локальних джерел енергії або в комбінації з відновлюваними джерелами.

Прибережні міста України Одеса, Чорноморськ, Південний, Миколаїв, Херсон, Бердянськ, Маріуполь та ряд інших мають невичерпне джерело низькопотенційної теплової енергії Чорного та Азовського морів. В Інституті газу НАН України розглянуто техніко-економічну ефективність використання теплоти води Чорного моря задля підвищення ефективності енергопостачання центральної частини м. Одеса шляхом будівництва теплонасосно-когенераційної станції. Прикладом впровадження подібної системи є найбільша в світі теплонасосна станція на морській воді з розрахунковою температурою +3 °C Värtan Ropsten (Стокгольм, Швеція) в складі шести теплових насосів Unitor® 50FY сумарною потужністю 180 МВт.

Сьогодні енергопостачання м. Одеса здійснюється від фізично і морально застарілої ТЕЦ, яка використовує природний газ. Задля ефективного енергопостачання центральної частини міста пропонується на базі ТЕЦ побудувати теплонасосно-когенераційну станцію (ТНКС) зі встановленою тепловою потужністю 80 МВт. Станція буде працювати з максимальним навантаженням протягом всього опалювального сезону, що забезпечить найкоротший термін окупності інвестицій. У найхолодніші періоди опалювального сезону додатково до ТНКС можуть бути використані існуючі котли ТЕЦ. Когенераційна установка, що розглядається у ТЕО, споживає природний газ і виробляє електричну та теплову енергію. Електрична енергія використовується для приводу компресорів теплових насосів, а тепла надходить споживачам. Теплові насоси використовують теплову енергію води Чорного моря, температура якої в районі м. Одеса на глибині 10 метрів не опускається нижче 6,8 °C. Через це коефіцієнт трансформації енергії у тепловому насосі становить не менше 3,65, тобто у разі використання однієї одиниці електричної енергії виробляється не менше 3,65 одиниць теплової енергії.

Застосування запропонованої теплонасосно-когенераційної системи дає змогу більш ніж у два рази знизити питомі витрати природного газу на виробництво теплової енергії в порівнянні з сучасними високоєфективними газовими котлами. Забір води з Чорного моря буде здійснюватися з глибоководної частини морського порту. Порт знаходиться на відстані близько одного кілометра від ТЕЦ. У літній період будуть працювати тільки когенераційні установки з електричною потужністю

17 МВт і тепловою потужністю 17 МВт, що підвищить ефективність інвестицій і знизить термін окупності капітальних витрат. Електрична енергія буде подаватися в електричну мережу, а тепла – в теплову мережу на потреби гарячого водопостачання. Питомі витрати палива на виробництво теплової енергії в котлах існуючої ТЕЦ складають 160,5 кг у.п./ккал, що відповідає коефіцієнту ефективності використання палива 89% (базовий варіант для порівняння). Капітальні витрати на створення ТНКС, які включають в себе витрати на теплові насоси, когенераційні установки, допоміжне обладнання і матеріали, проектування, монтаж і пусконаладжувальні роботи складають близько \$ 42,9 млн. Річна економія природного газу за рахунок використання ТНКС в опалювальний сезон складе в порівнянні з базовим варіантом 20,2 млн. м³. Це досягається за рахунок того, що питома витрата природного газу в ТНКС на 56% нижче, ніж в існуючій ТЕС (61 і 139 м³/Гкал відповідно). Якщо ТНКС працює тільки в опалювальний сезон, простий термін окупності капітальних витрат складе 8,1 років. Якщо КГУ в літній період будуть виробляти електроенергію і поставляти її в мережу, то простий термін окупності капітальних витрат зменшується до 6,8 років. Якщо при цьому буде також здійснюватися продаж теплової енергії в мережу для потреб гарячого водопостачання за ціною 1000 грн./Гкал, що істотно нижче, ніж платить населення, отримуючи гарячу воду в електробойлерах (2349 грн./Гкал), то простий термін окупності капітальних витрат складе 4,8 року.

Розроблене попереднє техніко-економічне обґрунтування розглядається тепlopостачальною організацією Одеси як один з варіантів модернізації системи централізованого тепlopостачання центральної частини міста. Проект є інвестиційно привабливим, екологічно чистим і не пов'язаний з технічними ризиками, оскільки може бути реалізований на типовому апробованому обладнанні.

Цікавим варіантом підвищення ефективності теплового забезпечення населення є комбіноване децентралізоване сонячне гаряче водопостачання із використанням локальних теплових джерел на основі ВДЕ, що розташовуються в безпосередній близькості від теплових споживачів. Перевагою таких систем є зменшення навантаження на генератор теплоти (котел) приблизно на 25%, а також відповідно зменшення діаметру теплопроводу та теплових втрат системи. Як локальні джерела використовуються екологічно теплові насоси або сонячні колектори з електричним догрівом. Україна має значний потенціал використання сонячної енергії: для Києва та Одеси середні значення рівня сонячної радіації за рік становлять 3,10 та 3,55 кВт/м²·день відповідно, що дозволяє отримати в середньому гарячої води за рік 63 та 72 л/м²·день відповідно. Залежно від обраного варіанту комплектації системи простий термін її окупності становить від 7,1 до 4,7 року. Впровадження таких систем знижує вартість гарячого водопостачання на 68%. Подальше їхній розвиток залежить від використання сонячних панелей задля одночасного виробництва електричної та теплової енергії [13].

Суттєвим внеском у вирішення проблеми енергетичного самозабезпечення міст може бути використання теплоти міських каналізаційних стоків. Температура води очищених каналізаційних стоків в містах України не знижується нижче 9 °С, що дає змогу розглядати їх як перспективні джерела низькопотенційної теплової енергії для систем централізованого тепlopозабезпечення на основі використання теплових насосів. Важливим фактором, що впливає на техніко-економічну доцільність використання цього джерела є відстань від каналізаційних очисних споруд (КОС) до точки врізання у міські теплові мережі. З урахуванням взаємного розташування КОС та теплових мереж можливість використання цього джерела задля самозабезпечення міст доведена для Запоріжжя, Вінниці, Львова. Для цих міст в Інституті газу НАН України розроблено попередні ТЕО, які свідчать щодо високої інвестиційної привабливості такого типу проектів, термін окупності яких не перевищує 5 років.

Тепловий еквівалент щорічної кількості мулових осадів міських каналізаційних стоків (ОСВ) в Україні становить 446 т.у.п. [14], проблема утилізації та знешкодження яких є проблемою світового масштабу, не вирішеною повною мірою до цього часу. Їхнє використання для виробництва електричної та теплової енергії відповідає світовій тенденції розвитку децентралізованої енергетики. Воно потребує попередньої підготовки, а саме – зневоднення, сушіння та грануляції з використанням сонячної енергії. Теплотворна спроможність отриманого палива становить 15-16 тис. кДж/кг. Економічно ефективною, прийнятною для умов України технологією утилізації осадів є їхнє спільне спалювання з іншими твердими паливами та відходами у котлах ТЕС та цементних печах. Вартість такого палива у рази нижча за вартість вугілля. Інститутом газу розроблено попередні ТЕО запровадження такої технології для Києва, Одеси, Херсону, Миколаєва, Білої Церкви, Чернігова. Зокрема, у Чернігові гранульоване біопаливо доцільно спалювати у вугільній ТЕЦ, яка розташована

поблизу КОС. Для об'єктів децентралізованої енергетики слід надати перевагу процесам газифікації або піролізу осадів з наступним використанням у когенераційних установках (КГУ) невеликої потужності. Такі КГУ максимально наближені до споживачів електричної та теплової енергії, що дає змогу у десятки та сотні разів скоротити протяжність магістралей для транспортування енергії та максимально використати термодинамічні вигоди когенерації. За існуючих цін на природний газ і електроенергію мала розподілена когенерація для міст економічно вигідна. За вартості газу у 2500 грн/тис. м³ собівартість електроенергії становить 0,38 грн/кВт*г; власну дешеву енергію міста можуть використовувати на муніципальні потреби (водопостачання, електротранспорт, вуличне освітлення).

Апробованою технологією, яка використовується у багатьох містах України (Київ, Житомир, Миколаїв, Кам'янець-Подільський, Бровари, Бориспіль та інші), є використання звалищного газу для виробництва електроенергії. Перспектива використання цієї технології задля міського енергетичного забезпечення пов'язана з комбінованим виробництвом електричної та теплової енергії у комунальному та промисловому секторі.

Висновки. Постачання електричної та теплової енергії для потреб міст із щільною забудовою в Україні відбувається майже виключно від централізованих джерел – ТЕЦ, ТЕС, районних котельень, АЕС, ВДЕ. В цей час частка ВДЕ у енергозабезпеченні таких міст незначна. Збільшення частки ВДЕ у енергопостачанні невідворотне, але викликає низку технічних та економічних проблем: акумуляція електроенергії, резервні потужності, зростання вартості енергії, обмеження виробництва електроенергії традиційними виробниками в періоди перевиробництва її ВДЕ з усіма негативними технічними та соціальними наслідками, створення систем регулювання параметрів мереж. Виробництво електричної енергії відновлюваними джерелами по показниках повернення інвестицій та нормованої вартості енергії за життєвий цикл джерела генерації наближається до показників для традиційних джерел.

У багатьох країнах поширюються масштаби будівництва будинків і навіть цілих поселень з нульовим споживанням викопних палив. Енергія постачається від ВДЕ та інших наявних ресурсів – гідроенергії, енергетичного використання відходів, біопалив. Приклади такого будівництва відносяться до будинків котеджного типу. Щодо щільної міської забудови, то переконливі рішення, які могли би бути прикладом для України, відсутні.

Найбільший ефект у енергозабезпеченні міст за часткового постачання енергії з ВД досягається за одночасного використання енергії твердих побутових відходів, каналізаційних стоків та термомодернізації будинків.

Жодна з технологій виробництва енергії ВД не забезпечує задоволення енергетичних потреб будинку без одночасного запровадження енергозберігаючих заходів, насамперед утеплення огорожуючих конструкцій, а також контролю та регулювання витрат, рекуперації теплоти, реконструкції систем водопостачання.

На прикладі м. Одеси вивчено можливість підвищення ефективності енергопостачання за рахунок використання низькопотенційної теплоти Чорного моря шляхом комплексного застосування теплових насосів та когенераційних установок. Залежно від загальної схеми видачі електричної та теплової енергії термін окупності станції знаходиться в межах від 8,1 до 4,8 року. Перспективним є локальне використання ВДЕ у системах гарячого водопостачання міст.

1. Кириленко О.В. Інтелектуальні електричні мережі: елементи та режими. Київ: Ін-т електродинаміки НАН України, 2016. 400с.

2. Звіт з оцінки відповідності (достатності) генеруючих потужностей. Укренерго. 2019. 68 с.

3. BP Statistical Review of World Energy. 2019.

4. Почему у «зелёной» энергетики сложное будущее?

URL: <http://www.nanonewsnet.ru/articles/2019/pochemu-u-zelenoi-energetiki-slozhnoe-budushchee> (дата звернення: 15.03.2020)

5. Levelized Cost of Energy and Levelized Cost of Storage 2019.

URL: <https://www.lazard.com/perspective/lcoe2019> (дата звернення: 23.02.2020)

6. Watch The Growth Of Cities Using 100% Renewable Energy.

URL: https://www.fastcompany.com/40536335/watch-the-growth-of-cities-using-100-renewable-energy?utm_source=feedly&utm_medium=webfeed (дата звернення: 01.03.2020).

7. Renewable Energy World. Clarion Energy. August 12, 2019.

URL: <https://www.renewableenergyworld.com/?s=august+12%2C+2019> (дата звернення: 15.03.2020)

8. Єврокомісія визначила найзеленіше місто, яке використовує лише енергію з ВДЕ. URL: <https://mind.ua/news/20205077-evrokomisiya-viznachila-najzelenishe-misto-yake-vikoristovue-lishe-energiyu-z-vde> (дата звернення: 03.12.2019).

9. Умные дома: новая жизнь эстонских хрущевок. URL: <https://www.dw.com/ruru/умные-дома-новая-жизнь-эстонских-хрущевок/a-49789076> (дата звернення: 12.01.2020)

10. Солнечная черепица Tesla Solar Roof взамен обычной кровли. URL: https://building-tech.org/solnechnaya-cherepica-tesla-solar-roof-vzamen-obychnoj-krovli/?fbclid=IwAR3OMALnhclQnCBmR8V97_6n_G7yQrOuA (дата звернення: 17.12.2019).

11. Солнечные жалюзи SolarGaps – стартап с производством в Украине. URL: https://elektrovesti.net/62552_solnechnye-zhalyuzi-solargaps-startap-s-proizvodstvom-v-ukraine (дата звернення: 17.12.2019)

12. Карп І.М., П'яних К.Є. Тверді побутові відходи як енергетичний ресурс. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 6. С. 49-58. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.049>

13. Фотоэлектрическая панель для выработки электроэнергии и тепла. URL: <https://renen.ru/fotoelektricheskaya-panel-dlya-vyrabotki-elektroenergii-i-tepla/> (дата звернення: 28.04.2020)

14. Карп І.М., П'яних К.Є., П'яних К.К. Утилізація осадів стічних вод. *Енерготехнології та ресурсозбереження*. 2019. № 2. С. 34-48. DOI: <https://doi.org/10.33070/etars.2.2019.05>

ВОЗОБНОВЛЯЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ В СИСТЕМЕ ЭНЕРГОСНАБЖЕНИЯ ГОРОДОВ УКРАИНЫ

И.М. Карп, академик НАН Украины, **Е.Е. Никитин**, докт. техн. наук, **К.Е. Пьяных**, докт. техн. наук
Институт газа НАН Украины,
ул. Дегтяревская, 39, Киев, 03113, Украина,
e-mail: karpkiiev@gmail.com; nikitin_ee@ukr.net; pyanykh67@gmail.com

В городах проживает 70% населения Украины. Обеспечение городов с плотной застройкой электрической энергией осуществляется, в основном, от централизованных источников генерации: ТЭС, ТЭЦ, АЭС, ВИЭ, а тепловой – от ТЭЦ и газовых котельных. Проанализированы возможности энергетического самообеспечения городов Украины на основе использования альтернативных и местных источников энергии. В энергообеспечении городов наблюдается мировая тенденция увеличения доли ВИЭ, особенно в городах и районах с коттеджной застройкой. Обеспечение городов собственными энергоресурсами может быть достигнуто при условии комплексного использования возобновляемых и местных источников. Производство электрической энергии возобновляемыми источниками по показателям возврата инвестиций EROI и нормированной стоимости энергии за жизненный цикл источника генерации LCOE приближается к показателям для традиционных источников. Приведены примеры использования ВИЭ для обеспечения энергетических потребностей домов и поселений в Европе. Высокая стоимость энергии из ВИЭ сдерживает развитие этого направления в Украине. Эффективность использования возобновляемых и местных источников в зданиях достигается только с одновременным введением энергосберегающих мероприятий – утеплением домов, внедрением систем контроля энергозатрат. Библ. 14.

Ключевые слова: возобновляемые источники энергии, энергетическое самообеспечение городов, тепловые насосы, когенерация.

RENEWABLE SOURCES IN THE ENERGY SUPPLY SYSTEMS OF UKRAINIAN CITIES

I.M. Karp, Y.Y. Nikitin, K.Y. Pyanykh
The Gas Institute of NAS of Ukraine,
39 Degtyarivska Str., Kyiv, 03113, Ukraine
E-mail: karpkiiev@gmail.com; nikitinee@ukr.net; pyanykh67@gmail.com

70% of the population of Ukraine lives in cities. Electric energy supply of cities with dense buildings is provided mainly from centralized generation sources: TPPs, CHPs, NPPs, RES, and heat energy - from CHPs and gas boilers. Possibilities of energy self-sufficiency of Ukrainian cities based on use of alternative and local energy sources are analyzed. There is a global trend of increasing share of RES in cities energy supply, especially in cities and districts with cottage development. Providing cities with their own energy resources can be achieved through integrated use of renewable and local sources. Production of electricity from renewable sources in terms of return on investment EROI and normalized energy cost over life cycle of LCOE generation source is close to traditional sources indicators.

Examples of RES usage to meet energy needs of houses and settlements in Europe are given. High cost of renewable energy stimulates development of this area in Ukraine. Efficiency of renewable and local sources usage in buildings is achieved only with simultaneous introduction of energy saving measures - insulation of buildings, introduction of energy control systems. References 14.

Key words: renewable energy sources, energy self-sufficiency of cities, heat pumps, cogeneration.

1. Kyrylenko O.V. Intelligent Electric Networks: Elements and Models. Kyiv: Instytut Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy, 2016. 400 p. (Ukr).
2. Report on conformity assessment (adequacy) of generating capacity. Ukrenergo. 2019. 68 p.(Ukr)
3. BP Statistical Review of World Energy 2019.
4. Why “green” energy has a difficult future? URL: <http://www.nanonewsnet.ru/articles/2019/pochemu-u-zelenoi-energetiki-slozhnoe-budushchee> (accessed 15.03.2020) (Rus)
5. Levelized Cost of Energy and Levelized Cost of Storage 2019. URL: <https://www.lazard.com/perspective/lcoe2019> (accessed: 23.02.2020).
6. Watch The Growth Of Cities Using 100% Renewable Energy. URL: https://www.fastcompany.com/40536335/watch-the-growth-of-cities-using-100-renewable-energy?utm_source=feedly&utm_medium=webfeed (accessed: 01.03.2020).
7. *Renewable Energy World*. Clarion Energy. August 12, 2019. URL: <https://www.renewableenergyworld.com/?s=august+12%2C+2019> (accessed 15.03.2020)
8. The Eurocommittee has started the most efficient place, which will be less energy from the new energy sources. <https://mind.ua/news/20205077-evrokomisiya-viznachila-najzelenishe-misto-yake-vikoristovue-lishe-energiyu-z-vde> (accessed: 03.12.2019). (Ukr)
9. Smart houses: a new life of Estonian “Khrushchev”. URL: <https://www.dw.com/ruru/умные-дома-новая-жизнь-эстонских-хрущевок/a-49789076> (accessed: 12.01.2020) (Rus).
10. Solar roof tiles Tesla Solar Roof instead of conventional roofing. https://building-tech.org/solnechnaya-cherepica-tesla-solar-roof-vzamen-obychnoj-krovli/?fbclid=IwAR3OMALnhc1QnCBmR8V97_6n_G7yQrOuA. (accessed: 17.12.2019) (Rus).
11. Solar blinds SolarGaps - a startup with production in Ukraine. URL: https://elektrovesti.net/62552_solnechnye-zhalyuzi-solargaps-startap-s-proizvodstvom-v-ukraine. (accessed: 17.12.2019) (Rus).
12. Karp I.M., Pyanykh K.Y. Municipal solid wastes as energy resource. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 6. Pp. 49-58. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.06.049> (Ukr).
13. Photovoltaic panel for power and heat generation. URL: <https://renen.ru/fotoelektricheskaya-panel-dlya-vyrabotki-elektroenergii-i-tepla/> (accessed: 28.04.2020) ((Rus))
14. Karp I.M., Pyanykh K.Y Pyanykh K.K. Utilization of sewage sludge. *Energotekhnologii ta resursozberezhennia*. 2019. No 2. Pp. 34-48. DOI: <https://doi.org/10.33070/etars.2.2019.05> (Ukr).

Надійшла 06.04.2020
Остаточний варіант 05.10.2020

GRID-FORMING/FOLLOWING CONTROL FOR CONVERTERS OF RENEWABLE ENERGY SOURCES

O. Agamalov

Tashlyk Pump Storage Power Plant,
Yushnoukrainsk, Ukraine
e-mail: olegagamalov@gmail.com

Have been proposed the new control framework for converters of renewable energy sources (RES-C), based on choosing their operation mode – grid-forming or grid-following in depends on the dynamic stiffness (DS) of the power system for some bus i (control point), where we can observe arbitrary disturbance. In the proposed RES-C control framework, in cases of small values of DS around bus i , used the grid-forming control mode of RES-C, and in cases of large values of DS around bus i , used the grid-following control mode of RES-C. Operation mode of RES-C can be changing in depends on measured DS values for bus i of a power system. References 4, figures 2.

Key words: renewable energy sources (RES), dynamic stiffness (DS), grid-forming/following control (GFFC).

In this paper have been proposed the new control framework for converters of renewable energy sources (RES-C) that based on the mathematical model of the power system's dynamic stiffness (DS).

We have been defining the dynamic stiffness (DS) of a power system for some bus i as the ratio of a phasor of complex power deviation ΔS (injections into the bus and power flows out of the bus) [1] to a phasor of a rotor (or load if for tie-line) angle deviation $\Delta\delta$ at bus i where we can observe some disturbance:

$$DS_i(j\omega) = \frac{\Delta S_{gi} - \Delta S_{fi}}{\Delta\delta_i} = \frac{\Delta S_{gi} - \sum_{k=1}^N (G_{ik} - jB_{ik})|V_i||V_k|e^{j(\delta_i - \delta_k)}}{\sum_{k=1}^N (\delta_i - \delta_k)}, \quad (1)$$

where ΔS_{gi} is the phasor the deviations of complex power injections from synchronous machines (SM), RES-

C, and local load into the bus i , $\Delta S_{fi} = \sum_{k=1}^N (G_{ik} - jB_{ik})|V_i||V_k|e^{j(\delta_i - \delta_k)}$ is the phasor the deviations of complex

power flows out of the bus i into linked buses $k=1\dots N$ of the power system's grid, $\Delta\delta_i = \sum_{k=1}^N (\delta_i - \delta_k)$ is the

phasor the deviations of rotor (or load if for tie-line) angles at bus i relative linked buses $k=1\dots N$ of the power system's grid, V_i, V_k are the voltages at buses i, k ; G_{ik} is the conductance between buses i, k ; B_{ik} is the susceptance between buses i, k .

So, we have been proposing measuring as magnitudes of changes complex power, and rotor (load) angles for some bus i , but also angular or phase relationship between them. It let us estimate a local power system's inertia around bus i in real-time.

Further, we can consider the Direct component of the dynamic stiffness $DDSi(j\omega)$ that determines how strong a disturbance influencing to the bus i of the power system, and Quadrature component of the dynamic stiffness $QDSi(j\omega)$ that determines the dynamic property of the power system's inertia around bus i at this disturbance

$$DS_i(j\omega) = DDS_i(j\omega) + jQDS_i(j\omega) = \frac{\Delta S_{gi} - \sum_{k=1}^N |V_i||V_k| [B_{ik} \sin(\delta_i - \delta_k) + G_{ik} \cos(\delta_i - \delta_k)]}{\sum_{k=1}^N (\delta_i - \delta_k)} + j \frac{\sum_{k=1}^N |V_i||V_k| [G_{ik} \sin(\delta_i - \delta_k) - B_{ik} \cos(\delta_i - \delta_k)]}{\sum_{k=1}^N (\delta_i - \delta_k)}. \quad (2)$$

If we directed the phasor $\Delta S_i = \Delta S_{gi} - \Delta S_{fi}$ at X -axis then the phasor $\Delta\delta_i = \sum_{k=1}^N (\delta_i - \delta_k)$ will have some lag ζ_i in depends on the system inertia around local bus i . Vector $DSi(j\omega)$ co-directed with phasor $\Delta\delta_i$. Then

the graphical representation of the power system's dynamic stiffness $DS_i(j\omega)$ and their $DDSi(j\omega)$ and $QDS_i(j\omega)$ components shown on fig. 1.

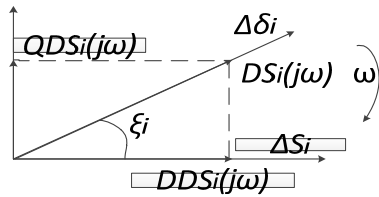


Fig. 1

At electromechanical resonance (low-frequency oscillations) in a power system the $DDSi(j\omega)$ is striving or equal to zero, so the value of $DDSi(j\omega)$ can be used for estimation of power system stability in real-time. For a stable power system for all buses, $i=1\dots N$ $DDSi(j\omega)$ and $QDS_i(j\omega)$ are not zero at same frequency of oscillations, and the difference in frequency between zeros of $DDSi(j\omega)$ and $QDS_i(j\omega)$ may be referred as the margin of power system stability (if $QDS_i(j0)=0$). The $QDS_i(j\omega)$ that determines the dynamic property of a power system's inertia around bus i at a

disturbance may be used for estimation and resilience planning at increasing renewable power mix, and for control $RES-C$ in grid-forming/following control ($GFFC$) operation mode. The parameters that need for estimation of $DS_i(j\omega)$, $DDSi(j\omega)$, $QDS_i(j\omega)$ may be calculated (G_{ik} , B_{ik}) or measured (V_i , V_k , $\Delta\delta_i$) with use modern wide-area measurement systems ($WAMS$) [2] and thus the $DS_i(j\omega)$, $DDSi(j\omega)$ and $QDS_i(j\omega)$ of a power system may be tracked in real-time for all needed buses $i=1\dots N$.

Measurement and use of the power system's DS , due to its properties, can be used for estimation and resilience planning at increasing renewable power mix on long time intervals. But what is more interesting, based on the DS of a power system, we can design a new control strategy of $RES-C$. As known, in the grid-following mode of $RES-C$, the grid regulates the frequency and the voltage while the $RES-C$ stays synchronous and provides a set amount of power simply following the imposed values voltage and frequency [3, 4]. Grid-following $RES-C$ utilized a phase-locked loop (PLL) to estimate the instantaneous angle of the sinusoidal voltage at the alternating current (AC) $RES-C$ terminal. So, operating $RES-C$ in grid-following mode is only possible if there are other resources that can form stability values voltage and frequency ("stiff" power system) as for example, hydropower, and a grid-following $RES-C$ may be simulates as a sinusoidal current source that "follows" the voltage at AC $RES-C$ terminal. In the grid-forming mode $RES-C$ regulates the voltage magnitude at its terminal, and the frequency to the specific setpoint, as an SM [3, 4], used local decentralized measurements of parameters.

In the proposed control framework for weak DS of a power system around bus i set in the grid-forming mode operation of $RES-C$, and for strong DS of a power system around bus i set in the grid-following mode operation of $RES-C$. $RES-C$ mode operation can be changing depends on the measured value of a power system's DS . If DS is less than a tuned threshold (or it's component QDS) $DS \leq DS_{min}$, $QDS \leq QDS_{min}$ then $RES-C$ works in the grid-forming operation mode. If DS is more than tuned threshold (or its component QDS) $DS > DS_{min}$, $QDS > QDS_{min}$ then $RES-C$ works in the grid-following operation mode. So, the transition from grid-following to grid-forming $RES-C$ operation mode and back is primarily defining as a control problem with feedback on the power system's DS , i.e. defining of power system's dynamic properties. Proposed grid-forming/following control ($GFFC$) of the $RES-C$ prevents unwanted interaction ("hunting" as for fast-acting excitation systems of synchronous machines (SM)) between $RES-C$ if they all were in grid-forming mode operation and parallel with SMs .

$RES-C$ grid-forming/following control ($GFFC$) included the next main parts/

1. The outer control loop of $RES-C$ $GFFC$ include the DS controller, which provides the output for adjusting the operation mode of $RES-C$ (grid-forming or grid-following) according to a measured changing of DS (ΔDS) of a power system around bus i (current value DS_{cur} or QDS_{cur} relative its threshold value DS_{min} or QDS_{min}) that defined for need DS stability margin

$$\Delta DS = DS_{cur} - DS_{min}, \Delta QDS = QDS_{cur} - QDS_{min} \quad (3)$$

2. The inner control loop of $RES-C$ $GFFC$ include the active P and reactive Q power controllers, which provide the output voltage-angle and magnitude reference by adjusting the predefined setpoint(s) according to a measured power imbalance, and ($P-f$)/($Q-V$) droop controls in grid-forming operation mode if $\Delta DS(\Delta QDS) < 0$. Also, inner control loop include the voltage V and current I controllers, which together with PLL measure the amplitude, phase, and frequency of the grid voltage and adapt injected current to feed the grid with the desired values P , Q at the measured frequency f in grid-following mode if $\Delta DS(\Delta QDS) > 0$.

Block diagram of $RES-C$ with grid-forming/following control $GFFC$ shown on the fig. 2.

Conclusions. In this paper have been proposed the ew control framework for *RES-C* – grid-forming/following control *GFFC* at witch for strong *DS* using grid-following *RES-C* operation mode, and for weak *DS* using grid-forming *RES-C* operation mode that prevents unwanted interactions *RES-C* (“hunting”).

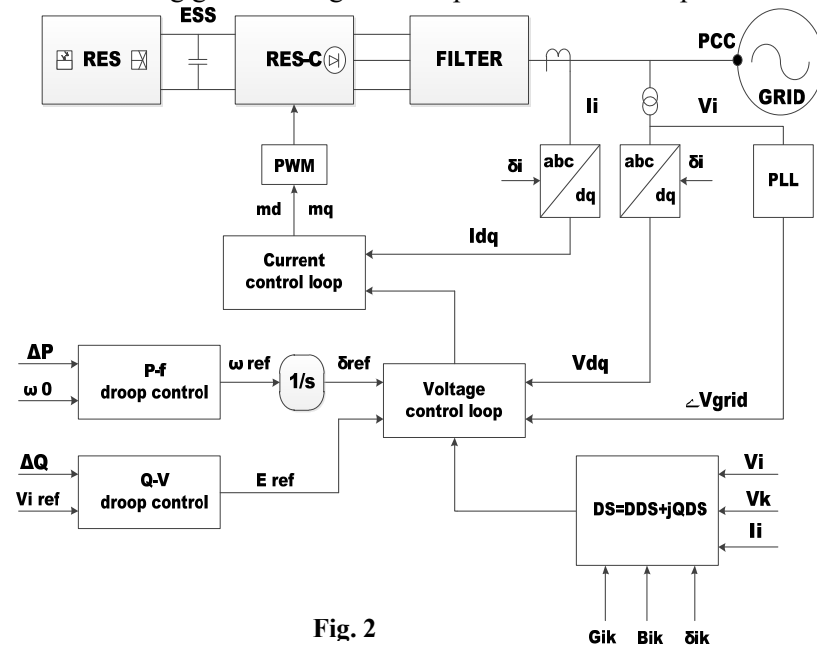


Fig. 2

1. Kwatny H. G., Miu-Miller K.. Power System Dynamics and Control, Control Engineering. New York: Springer Science + Business Media, 2016. 271 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-0-8176-4674-5>.

2. Wide area monitoring systems – Support for control room applications. Technical Brochure. 2018. 750. CIGRE WG C2.17. URL: www.e-cigre.org (accessed: 15.01.2020).

3. Milano F., Dörfler F., Hug G., Hill D.J., Verbič G. Foundations and Challenges of Low-Inertia Systems. 20th Power Systems Computation Conference (PSCC-2018). Dublin, Ireland, June 11-15, 2018. Pp.1-25. DOI: <https://doi.org/10.23919/PSCC.2018.8450880>.

4. Denis G., Prevost T., Debry M-S., Xavier F., Menze A. The MIGRATE

project: the challenges of operating a transmission grid with only inverter-based generation. A grid-forming control improvement with transient current-limiting control. *IET (The Institution of Engineering and Technology) Renewable Power Generation*. 2018. Vol. 12. No 5. Pp. 523-529.

УДК 621.311

КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ ВІДНОВЛЮваних ДЖЕРЕЛ ЕНЕРГІЇ В РЕЖИМІ «МЕРЕЖА-ВЕДУЧИЙ/ВЕДЕНИЙ»

О. Агамалов, докт. техн. наук

Ташлицька гідроакмулююча електростанція,

Южноукраїнськ, Україна,

e-mail: olegagamalov@gmail.com

Запропоновано нову структуру керування для перетворювачів відновлюваних джерел енергії (ВДЕ-П), засновану на виборі режиму їхньої роботи «мережа-ведучий/ведений» в залежності від динамічної жорсткості (ДЖ) енергосистеми для деякої шини *i* (контрольної точки) енергосистеми, де можна спостерігати довільне збурення. У запропонованій концепції керування ВДЕ-П у випадку малих значень ДЖ енергосистеми навколо шини *i* встановлюється їхній режим керування «ведення мережі», а у випадку великих значень ДЖ енергосистеми навколо шини *i* встановлюється їхній режим керування «ведення мережею». Режим роботи ВДЕ-П може змінюватися залежно від вимірюваного значення ДЖ для шини *i* енергосистеми. Бібл. 4, рис. 2.

Ключові слова: відновлювані джерела енергії (ВДЕ), динамічна жорсткість (ДЖ), «мережа-ведучий/ведений» керування (МВВК)

УДК 621.311

УПРАВЛЕНИЕ В РЕЖИМЕ «СЕТЬ-ВЕДУЩИЙ/ВЕДОМЫЙ» ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ВОЗОБНОВЛЯЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭНЕРГИИ

О. Агамалов, докт. техн. наук

Ташлыкская гидроаккумулирующая электростанция,

Южноукраинск, Украина,

e-mail: olegagamalov@gmail.com

Предложена новая структура управления для преобразователей возобновляемых источников энергии (ВИЭ-П), основанная на выборе режима их работы «сеть-ведущий/ведомый» в зависимости от динамической жесткости (ДЖ) энергосистемы для некоторой шины *i* (контрольной точки) энергосистемы, где можно наблюдать произвольное возмущение. В предлагаемой концепции управления ВИЭ-П в случае малых значений ДЖ энергосистемы вокруг шини *i* устанавливается их режим управления «ведение сети», а в случае больших значений ДЖ энергосистемы вокруг шини *i* устанавливается их режим управления «ведение сетью». Режим работы ВИЭ-П может изменяться в зависимости от измеряемого значения ДЖ для шини *i* энергосистемы. Библ. 4, рис. 2.

Ключевые слова: возобновляемые источники энергии (ВИЭ), динамическая жесткость (ДЖ), «сеть-ведущий/ведомый» управление (СВВУ)

Надійшла 28.02.2020
Остаточний варіант 04.05.2020

ЗАСТОСУВАННЯ КЕРОВАНИХ ПРИСТРОЇВ КОМПЕНСАЦІЇ ЗАРЯДНОЇ ПОТУЖНОСТІ ЛЕП НВН В ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ

Ю.І. Тугай*, докт.техн.наук В.В. Кучанський**, канд.техн.наук, І.Ю.Тугай***, канд.техн.наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: tugay@ukr.net

Застосування керованих шунтувальних реакторів перетворює лінії електропередачі надвисокої напруги в керовані лінії електропередачі класу FACTS і тим самим забезпечує виконання вимог сучасних енергетичних систем до оптимального керування поточкорозподілом в нормальному усталеному режимі. В даній роботі розглянуто додаткові фактори, які необхідно враховувати у разі використання керованих шунтувальних реакторів для FACTS. Показано, що порівняно з іншими засобами створення FACTS, встановлення керованих шунтувальних реакторів додатково знижує втрати активної потужності в лініях за рахунок поперечної компенсації. Підкреслено ефективність застосування керованих шунтувальних реакторів задля підвищення надійності виконання однофазного повторного включення. В той же час наявність феромагнітного осердя в керованих шунтувальних реакторах обумовлює загрозу виникнення перехідного резонансу, з появою якого необхідно рахуватися під час проектування таких FACTS. Також слід зважати на можливість появи значної аперіодичної складової в струмі при комутації, що може спричинити відмову лінійного вимикача. Бібл. 10, рис.1, табл.1.

Ключові слова: керовані шунтувальні реактори, FACTS, ОАПВ, перехідний ферорезонанс

Виходячи з принципів системного підходу, електроенергетичну систему можна представити сукупністю мереж різного призначення та номінальної напруги, які утворюють певні ієрархічні рівні для потоків енергії. Розподіл потоків енергії між мережами пов'язаний із проявом фундаментального принципу найменшої дії, який в електротехніці реалізується через закони Кірхгофа [1]. Тому за природного розподілу потоків енергії між мережами її втрати будуть найменшими. Але у разі використання синусоїдного змінного струму цей висновок є справедливим для повної потужності. В той же час економічний режим з мінімальними втратами активної потужності, саме які нас цікавлять у процесі оцінки ефективності транспорту енергії, встановлюється тільки в умовній схемі з активних опорів. Дослідження показали, що природний режим значно (в 1,4–1,5 рази) поступається економічному за величиною втрат, і у цьому випадку виникає перевантаження мереж більш низької напруги неадекватними для них транспортними потоками енергії, чим зменшується пропускна здатність електроенергетичної системи в цілому [2].

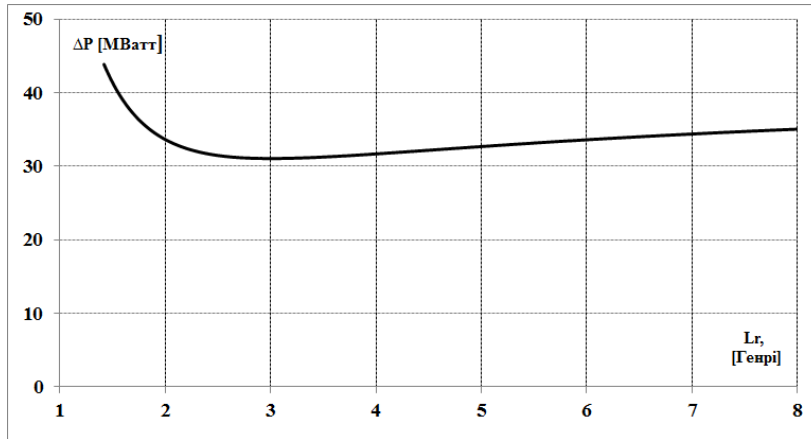
Тому однією із основних технічних проблем розвитку сучасних електроенергетичних систем є проблема ефективного примусового управління потоками енергії через окремі мережі. В даний час на основі сучасної схемотехніки та елементів силової електроніки розроблено ряд ефективних пристроїв FACTS (Flexible AC Transmission System), що призначені для реалізації такого управління [3]. Одним з пристроїв FACTS є керовані шунтувальні реактори (КШР), які в енергосистемах виконують широкий спектр завдань [4-6]. На відміну від традиційного шунтувального реактору (ШР), який є пасивним елементом мережі і призначений тільки для компенсації надлишкової зарядної потужності в лініях електропередачі надвисокої напруги (ЛЕП НВН), КШР – активний елемент, який дає змогу також керувати режимами енергосистеми. Проте слід зазначити, що КШР мають суттєво складнішу конструкцію ніж ШР і, відповідно, вимагають більших витрат на їхнє встановлення та експлуатацію.

Метою роботи є розгляд особливостей застосування КШР в енергосистемах як багатофункціонального пристрою, тобто показ додаткових до основної функції FACTS позитивних та негативних впливів на режими електромереж, що мають бути враховані під час проектування та експлуатації.

Задля ілюстрації додаткової зміни в системі втрат активної потужності ΔP внаслідок поперечної компенсації ЛЕП НВН виконано числовий експеримент за таких характеристик: $l = 400$ км – довжина лінії, $U = 750$ кВ – номінальна напруга лінії. У разі конструкції фази проводу 4хАС-400/93 усереднені погонні параметри ЛЕП-750: $r_0 = 0.019$ Ом/км; $x_0 = 0.289$ Ом/км; $g_0 = 0.0325$ мкСм/км;

$b_0 = 4.13$ мкСм/км. Під час експерименту активна та реактивна потужності, що передаються по лінії, змінювалися в межах $P = 300 \div 4600$ МВт, $Q = -500 \div 1000$ МВАр.

В залежності від ступеня компенсації значення втрат активної потужності варіюються в досить широких межах (рисунок). При цьому слід пам'ятати, що активні втрати у ЛЕП НВН складаються з втрат на нагрівання та на коронування проводів (моделюються активними опором та провідністю).



Задля оцінки ефективності застосування КШР в порівнянні із ШР було виконано розрахунки втрат активної потужності для трьох основних режимів роботи ЛЕП НВН: малих навантажень, максимальних навантажень, експлуатаційний. Напруга змінювалася відповідно до прийнятих в діючих мережах режимів роботи ЛЕП НВН значень. Індуктивність однієї некерованої групи з однофазних ШР складає $L_p = [5.97]$ Гн. Діапазон зміни індуктивності у КШР типу

РОДУ-330/750 складає $L_p \in [0.3 \div 7]$ Гн. Результати розрахунків для характерних режимів наведено у таблиці.

Режим ЛЕП 750 кВ	Без компенсації		Встановлено ШР		Встановлено КШР	
	ΔP , МВт	ККД, %	ΔP , МВт	ККД, %	ΔP , МВт	ККД, %
$P = 350$ МВт $Q = -100$ МВАр $U = 780$ кВ	10.601	96.971	7.662	97.811	6.658	97.812
$P = 1500$ МВт $Q = -500$ МВАр $U = 750$ кВ.	38,669	97.42	33,59	97.76	31,057	97,93
$P = 2500$ МВт $Q = -500$ МВАр $U = 750$ кВ.	80.69	96.772	79.01	96.84	75.956	96.962

Можна бачити, що у разі застосування КШР відбувається додаткове зниження технологічних втрат за рахунок більш точної поперечної компенсації. Але, звичайно, вирішальне значення з точки зору економії електроенергії має можливість використання КШР з метою управління потокорозподілом в неоднорідних мережах системи задля отримання економічного нормального усталеного режиму.

Однофазне повторне включення (ОАПВ) забезпечує в більшості випадків ліквідацію найбільш розповсюдженого ушкодження ЛЕП НВН – дугового однофазного замикання. Але за наявності в ЛЕП ШР, індуктивність яких спричиняє ступінь компенсації зарядної потужності наближений до одиниці, під час безструмової паузи ОАПВ утворюється резонансне коло, і на відключеній фазі можуть виникнути значні резонансні перенапруги, амплітуда яких обмежується тільки втратами на корону (на практиці до рівня 1,3 – 1,4 від робочої напруги) [7]. Це є причиною спрацьовування захисту від підвищення напруги і, як наслідок, повного трифазного відключення ЛЕП. Традиційно для зміни еквівалентних параметрів резонансного кола використовують чотирипроменеве підключення ШР із заземленням нейтральної точки групи ШР через спеціальний компенсаційний реактор, індуктивність якого можна підстроювати ступінчастим регулятором. Але для КШР, які можуть плавно змінювати свою індуктивність в широких межах, установка такого реактору є зайвою. Більше того, заміна ступінчатого регулювання на плавне дає змогу точніше відлаштуватися від резонансних умов і, відповідно, зменшувати кратність можливих перенапруг.

В сучасних електричних мережах відбувається широке впровадження елегазової комутаційної апаратури. Але набутий досвід її експлуатації засвідчує, що слід враховувати особливі умови роботи

елегазових вимикачів на ЛЕП з шунтувальними реакторами, які пов'язані з гасінням струмів з великою аперіодичною складовою [8]. Підвищений вміст аперіодичної складової в струмові, що відключається, за порівняно невеликого значення повної його величини може призвести до тривалої відсутності нульових значень цього струму. Це є неприпустимим для розповсюджених елегазових вимикачів з автокомпресійним принципом гасіння, за якого інтенсивність впливу на дугу визначається ефективним значенням повного струму. Максимальний вміст аперіодичної складової в струмі лінійного реактора визначає так званий кидок струму під час його включення. В той же час у разі зміни КШР споживаної потужності змінюється і ступінь компенсації ЛЕП. Якщо включення ЛЕП з КШР буде виконуватися за умови налаштування на споживання мінімальної реактивної потужності, то аперіодична складова струму теж буде мінімальною. Таким чином проблему комутації для лінійного елегазового вимикача вдасться якщо не зняти повністю, то суттєво пом'якшити.

Також слід мати на увазі, що наявність феромагнітного осердя в КШР створює необхідні умови для появи в мережі перехідного ферорезонансу, якщо її вхідний опір на резонансній частоті носить ємнісний характер [9]. Достатньою умовою виникнення перехідного ферорезонансу буде виникнення режиму перенапруги, необхідного для початку процесу. Моделювання електромагнітних процесів показало, що перехідний ферорезонанс найбільш ймовірний на парних гармоніках, тобто перш за все на частоті 100 Гц [10]. Таким чином, можливим є виникнення небезпечного перехідного ферорезонансу якщо найменша власна частота коливань лінії електропередачі близька до частоти другої гармоніки напруги, причому визначальними є параметри лінії електропередачі. Параметри всієї мережі впливають в значно меншому ступені. Виявилось, що небезпечними довжинами лінії за типових параметрів ЛЕП і КШР є якраз рекомендований діапазон використання для ЛЕП-750 – 400-500 км.

Висновок. Зростання капітальних витрат через встановлення КШР замість традиційних ШР має бути компенсовано зменшенням втрат електроенергії за умови переходу від природнього усталеного нормального режиму енергосистеми до економічного, який реалізується за допомогою КШР. В роботі показано, що у такому випадку отримуємо додаткове зменшення втрат у ЛЕП НВН за рахунок більш точної компенсації зарядної потужності. Слід також відзначити, що КШР є багатофункціональним пристроєм і за відповідних налаштувань дає можливість коригувати не тільки усталені нормальні режими електричних мереж, а й їхні аномальні режими та перехідні процеси. Більш детальному висвітленню цих питань будуть присвячені інші роботи авторів.

1. Лежнюк П.Д., Кулик В.В., Нетребський В.В., Тептя В.В. Принцип найменшої дії в електротехніці та електроенергетиці. Вінниця: ВНТУ, 2014. 212 с.
2. Лежнюк П.Д., Кулик В.В., Бурикін О.Б. Взаємовплив електричних мереж в процесі оптимального керування їх режимами. Вінниця: УНІВЕРСУМ, 2008. 123 с.
3. Zhang X., Rehtanz C., Pal B. Flexible AC Transmission Systems: Modelling and Control. Springer, 2012. 546 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-642-28241-6>
4. Kundul S., Ghosh T., Maitra K., Acharjee P., Thakur S. Optimal Location of SVC Considering Techno-Economic and Environmental Aspect. Proc. 2nd International Conference on Power, Energy and Environment. Shillong, India, June 1-2, 2018. Pp. 15-19. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPETSG.2018.8658729>
5. Gu S., Dang J., Tian M. Compensation degree of controllable shunt reactor in EHV/UHV transmission line with series capacitor compensation considered. Proc. International Conference on Mechatronics, Control and Electronic Engineering. Shenyang, China, August 29-31, 2014, Pp. 65–68. DOI: <https://doi.org/10.2991/mce-14.2014.14>
6. Chandrasekhar R.; Chatterjee D.; Bhattacharya T.. A Hybrid FACTS Topology for Reactive Power Support in High Voltage Transmission Systems. Proc. 44th Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Washington DC, USA, October 21-23, 2018. Pp. 65-70. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.2018.8591988>
7. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І., Кошман В.І., Кучанський В.В., Сабарно Л.Р., Тугай І.Ю., Шполянський О.Г., Нікішин Д.А. Розробка методів і моделей аналізу аномальних режимів електричних мереж з метою їх оптимізації. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2019. Вип. 54. С. 19–28. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.54.019>
8. Кузнецов В.Г. Тугай Ю.І., Шполянський О.Г. Аналіз передумов пошкодження елегазових вимикачів у електричних мережах 750 кВ. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2017. Вип. 47. С. 16–22. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2017.47.016>
9. Bruce A. Understanding and Dealing with Ferroresonance. Proc. Minnesota Power Systems Conference. St. Paul, USA, November 7-9, 2006. Pp. 6-1 – 6-10.
10. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І., Кучанський В.В., Лиховид Ю.Г., Мельничук В.А. Резонансні перенапруги у несинусоїдному режимі магістральної електричної мережі. *Електротехніка та електромеханіка*. 2018. № 2. С. 69–73. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.2.12>

ПРИМЕНЕНИЕ УПРАВЛЯЕМЫХ УСТРОЙСТВ КОМПЕНСАЦИИ ЗАРЯДНОЙ МОЩНОСТИ ЛЭП СВН В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ

Ю.И. Тугай, докт.техн.наук В.В. Кучанский, канд.техн.наук, И.Ю. Тугай, канд.техн.наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина, e-mail: tugay@ukr.net

Применение управляемых шунтирующих реакторов превращает линии электропередачи сверхвысокого напряжения в управляемые линии электропередачи класса FACTS. В работе рассмотрены дополнительные факторы, которые необходимо при этом учитывать. Показано, что в сравнении с другими средствами FACTS установка управляемых шунтирующих реакторов дополнительно снижает потери активной мощности за счет поперечной компенсации. Отмечена эффективность применения управляемых шунтирующих реакторов для повышения надежности выполнения ОАПВ. Также рассмотрена угроза возможного появления переходного феррорезонанса и значительной аперiodической составляющей в токе при коммутациях. Бібл. 10, рис. 1, табл. 1.

Ключевые слова: управляемые шунтирующие реакторы, FACTS, ОАПВ, переходный феррорезонанс

THE USING OF CONTROLLED DEVICES FOR THE COMPENSATION OF CHARGING POWER ON EHV POWER LINES IN ELECTRIC NETWORKS

Yu.I. Tuhay, V.V. Kuchansky, I.Yu. Tuhay
Institute of Electrodynamics, National Academy of Sciences of Ukraine,
56 Peremohy, Kiev, 03057, Ukraine, e-mail: tugay@ukr.net

It is shown that the use of controlled shunt reactors allows you to create FACTS-controlled power lines based on extra-high voltage power lines that meet the necessary requirements of modern energy systems to control normal conditions. The typical modes of operation of an ultra-high voltage power line with installed controlled shunt reactors are analyzed. The efficiency of using controlled shunt reactors to increase the reliability of single-phase auto-reclosing is shown. The issues of the appearance of an aperiodic component in the current when disconnecting the line of SF₆ circuit breakers are considered. It is shown that the presence of a ferromagnetic core in controlled shunt reactors causes the appearance of transition resonance, which must be taken into account when designing the FACTS. References 10, figures 1, tables 1.

Keywords: controlled shunt reactors, FACTS, single-phase auto-reclosing, transient ferroresonance

1. Lezhnyuk P.D., Kulyk V.V, Netrebsky V.V, Teptya V.V. The principle of least action in electrical engineering and electric power. Vinnytsia: Vinnitskyi Natsionalnyi Tekhnichnyi Universytet, 2014. 212 p. (Ukr)
2. Lezhnyuk P.D., Kulik V.V., Burikin O.B. The interaction of electrical networks in the process of optimal control of their modes. Vinnytsia: UNIVERSUM, 2008. 123 p. (Ukr)
3. Zhang X., Rehtanz C., Pal B. Flexible AC Transmission Systems: Modeling and Control. Springer, 2012. 546p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-642-28241-6>
4. Kundul S., Ghosh T., Maitra K., Acharjee P., Thakur S. Optimal Location of SVC Considering Techno-Economic and Environmental Aspect. 2nd International Conference on Power, Energy and Environment. Shillong, India, June 1-2, 2018. Pp. 15-19. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPETSG.2018.8658729>
5. Gu S., Dang J., Tian M. Compensation degree of controllable shunt reactor in EHV / UHV transmission line with series capacitor compensation considered. Proc. International Conference on Mechatronics, Control and Electronic Engineering. China, August 29-31, 2014, Pp. 65–68. DOI: <https://doi.org/10.2991/mce-14.2014.14>
6. Chandrasekhar R., Chatterjee D., Bhattacharya T. A Hybrid FACTS Topology for Reactive Power Support in High Voltage Transmission Systems. Proc. 44th Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Washington DC, USA, October 21-23, 2018. Pp. 65-70. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.2018.8591988>
7. Kuznetsov V.G., Tugay Y.I., Koshman V.I., Kuchansky V.V., Sabarno L.R., Tugay I.Y., Shpolyansky O.G., Nikishin D.A. Development of methods and models for the analysis of abnormal modes of electrical networks in order to optimize them. Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy. 2019. No 54. Pp. 19 – 28. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.54.019>
8. Kuznetsov V.G. Tugay Y.I., Shpolyansky O.G. Analysis of preconditions for damage of SF₆ circuit breakers in 750 kV electrical networks. Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy. 2017. No 47. Pp. 16–22. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2017.47.016>
9. Bruce A. Understanding and Dealing with Ferroresonance. Proc. Minnesota Power Systems Conference. St. Paul, USA, November 7-9, 2006. Pp. 6-1 - 6-10.
10. Kuznetsov V.G., Tugay Y.I., Kuchansky V.V., Likhovid Y.G., Melnichuk V.A. Resonant overvoltages in non-sinusoidal mode of the main electric network. Elektrotehnika ta Elektromehanika. 2018. No 2. Pp.69–73. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.2.12>

Надійшла 28.02.2020
Остаточний варіант 08.05.2020

ШВИДКОДІЮЧИЙ АДАПТИВНИЙ ЗАХИСТ ВІД КОРОТКИХ ЗАМИКАНЬ В ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ MICROGRID З РОЗПОДІЛЕНОЮ ГЕНЕРАЦІЄЮ

М.В. Гребченко*, докт. техн. наук, **Є.В. Єрмоєнко**
Національний університет біоресурсів і природокористування України,
вул. Героїв Оборони, 15, Київ, 03041, Україна,
e-mail: grebchenko@nubip.edu.ua

Запропоновано захист від коротких замикань у мережах microgrid з розподіленою генерацією, у яких потужність джерел живлення й навантаження постійно змінюються, що призводить до зміни чутливості релейного захисту. Струм спрацювання вказаного захисту автоматично адаптується до актуального значення робочого струму лінії. У захисті передбачено заходи блокування його дії у разі виникнення короточасних завад у колах струму. Він встановлюється з двох сторін лінії й захищає усю лінію, забезпечує сталий режим роботи мережі за рахунок швидкого вимикання коротких замикань. Наведено алгоритм роботи та схему реалізації захисту. Перевірку його дії проведено з використанням параметрів режиму реального короткого замикання. Бібл. 7, рис. 3.

Ключові слова: швидкодія, коротке замикання, селективність, розподілена генерація

Розвиток електроенергетики багатьох країн характеризується значним збільшенням сумарної потужності вітростанцій і сонячних станцій та зростанням їхнього впливу на режими роботи електричних систем [1]. Одночасно відбувається ускладнення електричних схем мережі, а робочі та аварійні режими все більше характеризуються високою динамічністю [2-4]. У цих умовах швидкодія і селективність застосовуваних захистів не завжди забезпечують правильну і швидку ліквідацію пошкоджень. У [4] запропоновано централізовану систему захисту, яка враховує динамічні зміни в мережі, такі як підключення і відключення генераторів, але й притаманні їй недоліки централізованих систем. Аналіз публікацій [1-6] показує, що все більша кількість авторів приходять до висновку щодо необхідності інтелектуалізації релейного захисту, щоб його технічна досконалість відповідала рівню складності електроенергетики та аварійним перехідним процесам.

У [5] запропоновано принцип побудови адаптивного струмового захисту для електричної мережі з розподіленою генерацією, проведено аналіз і виконано оцінку основних результатів використання цього принципу. На відміну від того, що зазвичай у подібних захистах використовуються діючі або середні значення струмів і напруг, у запропонованому принципі ведеться обробка їхніх миттєвих значень. Це забезпечує суттєве скорочення часу спрацювання захисту. Точність роботи у розглянутому принципі захисту забезпечується за рахунок використання струмів короткого замикання (КЗ) до моменту початку насичення трансформаторів струму. Дія захисту не охоплює усю лінію, що є основним недоліком. Він може використовуватися, якщо в результаті розрахунків режимів приєднань мережі microgrid та їхнього аналізу встановлено, що на лініях з одностороннім живленням або на лініях значної довжини припустимо вимикання КЗ без витримки часу не на усій довжині лінії.

Забезпечення селективної роботи захисту [5] у разі КЗ у будь-якій точці лінії неможливе навіть у разі усунення похибки вимірювальних трансформаторів струму та напруги. При точному вимірюванні параметрів режиму лінії у найкращому випадку захист може охопити 95-98% її довжини, але не усю лінію. В основному це пов'язано з неможливістю точно визначити параметри лінії із-за їхньої залежності від стану зовнішнього середовища. У зв'язку з цим для захисту усієї лінії з мінімальним часом вимкнення КЗ необхідно забезпечити абсолютну селективність захисту.

Метою роботи є вдосконалення адаптивного струмового захисту за рахунок забезпечення його завадостійкості, а також реалізації абсолютної селективності на лініях з двостороннім живленням у мережах microgrid.

Зміна потужності вітрогенераторів, обумовлена відхиленням швидкості потоку вітру, або зміна схеми мережі в результаті періодичного включення і відключення вітрогенераторів призводять до змінення робочого струму лінії. Відключення вітрогенераторів призводить не тільки до зниження робочого струму лінії, але і величини струму КЗ. Якщо струм короткого замикання незначно перевищує

струм спрацювання захисту лінії, то захист через його неправильне налаштування може не спрацювати. У багатьох випадках правильність його настройки полягає в автоматичному зниженні його струму спрацювання за рахунок зменшення робочого струму, тобто у адаптивній зміні струму спрацювання. Адаптивний захист забезпечує правильну роботу, а також підвищення чутливості на лініях, навантаження яких змінюється в широкому діапазоні. Підставою для зміни струму спрацювання є така зміна струму, яка перевищила задане відхилення.

У захисті використано «класичний» спосіб визначення виникнення режиму КЗ по перевищенню струмом лінії заданого значення. Задля запобігання помилкового спрацювання захисту через завади у струмах не використовується традиційна фільтрація і виділення аварійної складової в струмі. Необхідна швидкодія захисту не залишає часу для фільтрації струмів традиційними шляхами.



Рис.1

тому запропоновано спосіб відстроювання від можливих перешкод в струмових колах (рис. 1). Спосіб засновано на тому, що перешкоди зазвичай короткочасні і можуть призводити до помилкового спрацювання струмового пускового органу (ПО) захисту тільки один раз на протязі часу 3 мілісекунди. Задля надійного встановлення факту перевищення струмом уставки спрацювання не менше двох дискретних значень [7] струму (n –

номер дискретного значення струму, що знаходяться на відстані 1 мілісекунда одне від одного) повинні перевищити задане значення протягом 3 мілісекунд (рис. 1, а). У разі виникнення у струмі короткочасної завади перевищення адаптованої уставки струму відбувається тільки один раз (рис. 1, б). Завадостійкий алгоритм визначення перевищення струмом адаптованої уставки струму наведено на рис. 2. На вхід подаються дискретні значення струму $i_{к.з.п}$, вимірювання яких виконується кожену мілісекунду. Якщо з трьох послідовних дискретних значень струму два або три перевищують адаптовану уставку струму, то на виході алгоритму фіксується сигнал виникнення КЗ.

У разі необхідності завадостійкість алгоритму може бути підвищена шляхом збільшення кількості необхідних перевищень уставки струмом з двох до трьох.

У разі живлення лінії з двох сторін для забезпечення двостороннього вимкнення КЗ захисту встановлюються також з двох сторін: на початку лінії захист $КАW1$ та в кінці лінії захист $КАW2$ (рис. 3). Захисти виконуються спрямованими у сторону лінії. У зону дії кожного захисту входить уся лінія й деяка частина довжини прилеглих до шин підстанцій ліній. Для цього адаптований струм спрацювання захистів обирається більшим за робочий струм лінії. Сигнал на виходах логічних схем I (&1 та &2) на вимкнення вимикачів формується тільки у випадку спрацювання обох захистів $КАW1$ та $КАW2$. Для обміну інформацією щодо стану захисту протилежного кінця лінії використовується канал зв'язку (показано пунктиром).

Якщо виникає КЗ на лінії W у точці $K1$, то обидва захисти $КАW1$ та $КАW2$ спрацюють (потужність КЗ від шин в лінію та струми перевищують задані адаптовані

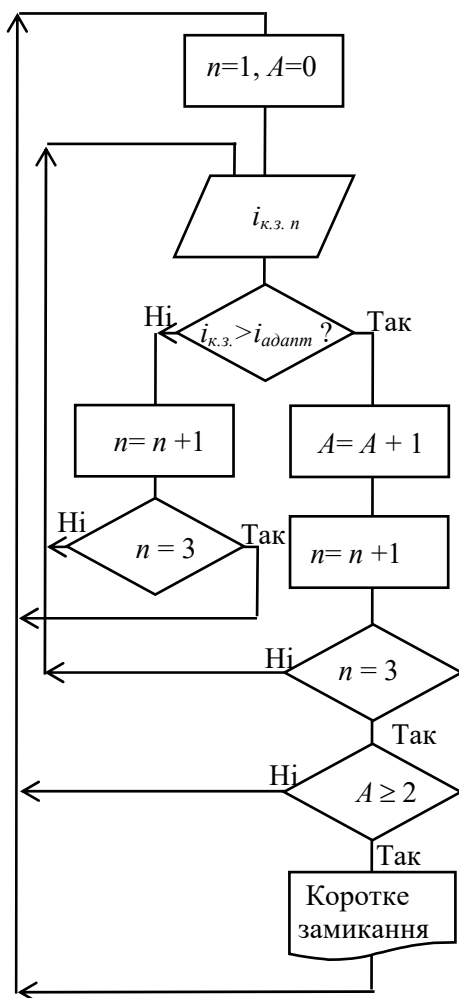


Рис. 2

уставки, захист протилежного кінця лінії спрацював) й вимикають вимикачі $Q1$ і $Q2$.

У разі зовнішнього КЗ у точці $K2$ захист $KAW1$ спрацює, а напрям потужності КЗ через захист $KAW2$ від лінії до шин, й тому він не спрацює та блокує вимкнення вимикачів.

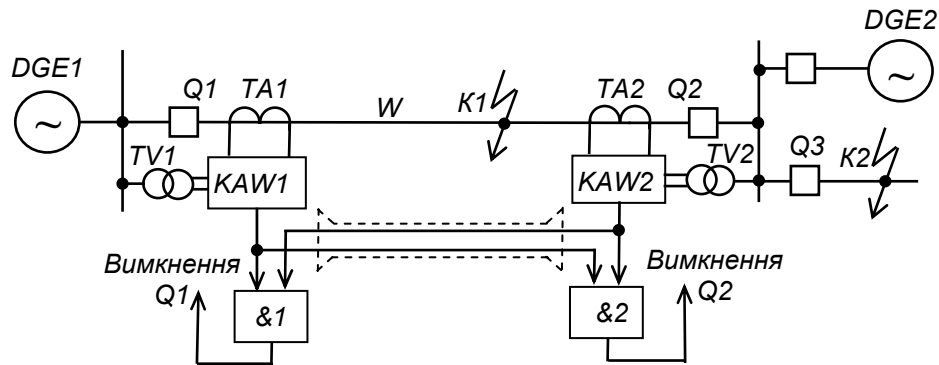


Рис. 3

Селективна робота захистів лінії забезпечується, якщо мінімальний коефіцієнт чутливості у разі КЗ у кінці лінії має значення не менш 1,5.

Перевірку роботи основних блоків алгоритму швидкодіючого адаптивного струмового захисту проведено з використанням параметрів режиму реального однофазного КЗ.

Висновки.

1. Встановлено, що адаптивний струмовий захист, принцип дії якого заснований на співставленні дійсного й розрахункового струмів КЗ, може застосовуватися на лініях з одностороннім живленням. Захист не охоплює усю довжину лінії.

2. Принцип дії пускового струмового органу адаптивного захисту забезпечує відстроювання від можливих завад без збільшення його часу дії. Короткочасні завади у струмах не впливають на роботу захисту.

3. З метою забезпечення селективності дії адаптивного струмового захисту незалежно від місця та виникнення КЗ запропоновано підвищити точність визначення КЗ за рахунок використання контролю напрямку потужності КЗ і обміну інформацією щодо спрацювання захистів по кінцях лінії, що захищається.

1. Bernd M. Buchholz, Styczynski Z. Smart Grids – Fundamentals and Technologies in Electricity Networks. Springer-Vieweg, Berlin, Heidelberg, 2014. 396 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-642-45120-1>.

2. Shahzad U., Kahrobaee S., Asgarpoor S. Protection of Distributed Generation: Challenges and Solutions. *Energy and Power Engineering*. 2017. Vol. 9. No 10. Pp. 614-653.

3. Gashteroodkhania O.A., Majidia M., Fadalia M.S., Etezadi-Amolia M., Maali-Amiri E. A protection scheme for microgrids using time-time matrix z-score vector. *Electrical Power and Energy Systems*. 2019. 110 (2019) Pp. 400-410. URL: www.elsevier.com/locate/ijepes (accessed at 10.01.2020)

4. Taha Selim Ustun, Cagil Ozansoy, Aladin Zayegh. Modeling of a Centralized Microgrid Protection System and Distributed Energy Resources According to IEC 61850-7-420. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2012. Vol. 27. Issue 3. Pp.1560-1567. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2012.2185072>

5. Grebchenko N.V., Osipov D.Y., Teslya A.G., Bozok J.B., Koval I.I. Adaptive Current Short-Circuit Protection in Electric Systems with Distributed Generation. 23rd International Symposium on *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM*. Capri, Italy, June 22-24, 2016. Pp. 1281-1285.

6. Zheng T.Y., Cha S.T., Crossley P.A., Kang Y.C. Design and Evaluation of a Protection Relay for a Wind Generator based on the Positive- and Negative-Sequence Fault Components. *Journal of Electrical Engineering and Technology*. 2013. Vol. 8. Issue 5. Pp. 1029-1039. DOI: <https://doi.org/10.5370/JEET.2013.8.5.1029>

7. Шнеерсон Э.М. Цифровая релейная защита. М.: Энергоатомиздат, 2007. 549 с.

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩАЯ АДАПТИВНАЯ ЗАЩИТА ОТ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ MICROGRID С РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ГЕНЕРАЦИЕЙ

Н.В. Гребченко, докт. техн. наук, Е.В. Єрєменко

Национальный университет биоресурсов и природопользования Украины,
ул. Героев Обороны, 15, Киев, 03041, Украина,
e-mail: grebchenko@nubip.edu.ua

Предложена защита от коротких замыканий в сетях microgrid с распределенной генерацией, в которых мощность источников питания и нагрузки постоянно изменяются, что приводит к изменению чувствительности релейной защиты. Ток срабатывания предложенной защиты автоматически адаптируется к актуальному значению рабочего тока линии. В защите предусмотрены меры по блокированию ее действия при возникновении кратковременных помех в цепях тока. Защита устанавливается с двух сторон линии и защищает всю линию, обеспечивает устойчивый режим работы сети за счет быстрого выключения коротких замыканий. Приведен алгоритм работы и схема реализации защиты. Проверка работы защиты проведена с использованием параметров режима реального короткого замыкания. Библ. 7, рис. 3.

Ключевые слова: быстродействие, короткое замыкание, селективность, распределенная генерация

FAST ADAPTIVE PROTECTION AGAINST SHORT CIRCUITS IN MICROGRID ELECTRIC NETWORKS WITH DISTRIBUTED GENERATION

N.V. Grebchenko, Y.V. Yeromenko

National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine,
Heroyiv Oborony st., 15, Kyiv 03041, Ukraine,
e-mail: grebchenko@nubip.edu.ua

Protection against short circuits in microgrid networks with distributed generation is proposed, in which the power of the power sources and loads are constantly changing, which leads to a change in the sensitivity of relay protection. The response current of the proposed protection automatically adapts to the current value of the line operating current. The protection includes measures to block its action in the event of short-term interference in current circuits. Protection is installed on both sides of the line and protects the entire line, provides a stable mode of operation of the network due to the quick shutdown of short circuits. The algorithm of operation and the scheme for implementing protection are given. The protection operation was tested using the parameters of the real short circuit mode. References 7, figures 3.

Keywords: fast protection, short circuit, selectivity, distributed generation

1. Bernd M. Buchholz, Styczynski Z. Smart Grids – Fundamentals and Technologies in Electricity Networks. DOI 10.1007/978-3-642-45120-1. Springer Heidelberg New York Dordrecht London. Library of Congress Control Number: 2014931356. Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2014. 396 p.
2. Umair Shahzad, Salman Kahrobaee, Sohrab Asgarpoor. Protection of Distributed Generation: Challenges and Solutions. Energy and Power Engineering, 2017, 9, 614-653.
3. Gashteroodkhanian O.A., Majidia M., Fadalia M.S., Etezadi-Amolia M., Maali-Amiri E. A protection scheme for microgrids using time-time matrix z-score vector. Electrical Power and Energy Systems 110 (2019) 400–410 journal homepage: URL: www.elsevier.com/locate/ijepes (accessed at 10.01.2020)
4. Taha Selim Ustun, Cagil Ozansoy, Aladin Zayegh. Modeling of a Centralized Microgrid Protection System and Distributed Energy Resources According to IEC 61850-7-420. DOI: [10.1109/TPWRS.2012.2185072](https://doi.org/10.1109/TPWRS.2012.2185072). IEEE Transactions on Power Systems. 2012. Vol. 27, Issue 3, Aug. Pp. 1560-1567.
5. Grebchenko N.V., Osipov D.Y., Teslya A.G., Bozok J.B., Koval I.I. Adaptive Current Short-Circuit Protection in Electric Systems with Distributed Generation 23rd International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM 22-24 June, 2016. 978-1-5090-2067-6/16/\$31.00 ©2016 IEEE. Capri, Italy., pp. 1281-1285
6. Zheng T.Y., Cha S.T., Crossley P.A., Kang Y.C. Design and Evaluation of a Protection Relay for a Wind Generator based on the Positive- and Negative-Sequence Fault Components. *Journal of Electrical Engineering and Technology*. 2013. Vol. 8. Issue 5. Pp. 1029-1039. DOI: <https://doi.org/10.5370/JEET.2013.8.5.1029>
7. Shneerson E.M. Digital relay protection. M.: Energoatomizdat, 2007. 549 p. (Rus)

Надійшла 28.02.2020

Остаточний варіант 19.06.2020

**ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНЕ ОБГРУНТУВАННЯ ДОЦІЛЬНОСТІ РЕКОНСТРУКЦІІ
ТРИФАЗНОЇ ДУГОВОЇ СТАЛЕВАРНОЇ ЕЛЕКТРОПЕЧІ**

В.І. Гудим^{1*}, докт. техн. наук, **В.В. Косовська**^{2**}, канд. екон. наук,
Н.П. Яворська^{2***}, канд. екон. наук, **Т.І. Данько**^{2****}, канд. екон. наук

¹ Львівський національний аграрний університет,
вул. Володимира Великого, 1, Дубляни, 80381, Україна,

e-mail: gudymvi@ukr.net

² Національний університет «Львівська політехніка»,
вул. С. Бандери, 12, Львів, 79013, Україна,

e-mail: virakos21@ukr.net

Технологічні агрегати електродугового перетоплення металобрухту відносяться до найбільш енергомістких споживачів, для яких проблема енергозбереження є надзвичайно актуальною. Запропонована реконструкція електропечі, спрямована на скорочення обсягів споживання електричної енергії, вимагає техніко-економічного обґрунтування. Результати моделювання реконструйованої електропечі показали, що за рахунок оптимального розміщення електричних дуг у просторі електропечі вдається скоротити тривалість стадії розтоплення приблизно на 18 хв. Економічні розрахунки впровадження інноваційного рішення показали, що внаслідок скорочення тривалості стадії розтоплення металобрухту у реконструйованій печі зменшується обсяг споживання електроенергії приблизно на 28% на один технологічний процес. У даному випадку враховано лише скорочення обсягів споживання електроенергії, але не враховано можливості підвищення продуктивності електропечі, за рахунок збільшення кількості технологічних процесів за зміну. Бібл. 8, рис. 3, табл. 1.

Ключові слова: електродугові печі, економія електроенергії, собівартість електросталі, технічні інновації, реконструкція електропечі.

Вступ. Найважливішою задачею виробництва є виготовлення конкурентоздатної продукції за параметрами якості та ціни, що забезпечує підприємствам стабільне функціонування в умовах високої конкуренції. Це стосується також підприємств електрометалургійної галузі, що споживають великі обсяги електричної енергії, скорочення яких може бути досягнуте за рахунок використання інновацій.

Вдосконалення технологічного обладнання часто вимагає зміни якості сировинних ресурсів або їхнього збагачення, що пов'язане з підвищенням собівартості готової продукції. Для електрометалургійних підприємств найперспективнішими є технічні інновації, які спрямовано на енергоощадність, оскільки вартість енергетичних ресурсів постійно зростає. В електродуговому металургійному виробництві особливо енергомісткою є стадія розтоплення металобрухту, тому в електропечах великої місткості задля скорочення тривалості даної стадії використовують комбіновані джерела тепла, зокрема одночасно електричні дуги та газові пальники.

У роботі [1] авторами здійснено дослідження енергетичних характеристик електродугових сталеплавильних печей (ДСП), де наведено усереднені тривалості окремих стадій технологічних процесів, а також обсяги споживання електроенергії на один технологічний процес в ДСП різної місткості. Найбільший обсяг електроенергії ДСП споживає на стадії розтоплення металобрухту, яка триває біля 50% від тривалості повного технологічного процесу. На стадії розтоплення обсяги споживання електричної енергії в середньому досягають 65-70% від загального обсягу споживання електроенергії на один технологічний процес. Це зумовлено також нерівномірністю нагрівання металобрухту дугами у ванні електропечі. З метою скорочення часу розтоплення металобрухту та економії енергоресурсів у [2, 3] здійснено дослідження комбінованого способу одночасного нагрівання металобрухту в дугових електропечах за допомогою електричних дуг та газових пальників. Це дає змогу зменшити обсяги споживання електроенергії в межах від 40 до 60 кВт·год/т, а також скоротити час розтоплення металобрухту в електропечах великої потужності від 20% до 35%

© Гудим В. І., Косовська В.В., Яворська Н.П., Данько Т.І., 2021

ORCID ID: *<https://orcid.org/0000-0002-7470-3644>;** <https://orcid.org/0000-0001-6627-1856>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-8145-7752>; **** <https://orcid.org/0000-0001-7342-4830>

за рахунок чого підвищити продуктивність цих ДСП. Проте слід зауважити, що вихід готової продукції у випадку використання горілок знижується до 86-92% замість 96-96,5%, який досягається в печах лише з дуговим нагріванням. Крім того комбінований спосіб нагрівання суттєво ускладнює конструкції електропечей.

Дослідження показали, що частка енергоносіїв у собівартості електросталі становить 20-25%, при цьому електричної енергії від 3% до 10%, тому зменшення обсягів її споживання є достатньо актуальним завданням [4, 5]. Одним з варіантів скорочення обсягів споживання електричної енергії ДСП є збільшення кількості оптимально розміщених над шихтою електричних дуг, що вимагає певної реконструкції окремих вузлів електродугової печі [6]. На даному етапі ефективність цього інноваційного рішення вимагає досліджень, які доцільно виконувати методом математичного моделювання задля отримання техніко-економічних показників реконструйованої електропечі [7]. З цією метою поставлено завдання дослідити режим стадії розтоплення металобрухту у 5-тонній електропечі за умови розтоплення однакової кількості шихти у триелектродній та реконструйованій шестиелектродній електропечі, оснащених однаковими пічними трансформаторними агрегатами, які живляться від електричної мережі з аналогічними параметрами.

Мета роботи полягає у дослідженні техніко-економічних показників реконструйованої шестиелектродної дугової електропечі (ДСП_6_ел) шляхом математичного моделювання електро-теплових процесів дугових сталеварних печей та визначенні тривалості стадії розтоплення шихти і обсягів споживання електричної енергії реконструйованою електропечі на цій стадії, а також порівняння цих показників для триелектродної електропечі (ДСП_3_ел) змінного струму аналогічної місткості.

Розв'язання задачі. У роботі здійснюються дослідження техніко-економічних показників електродугової печі місткістю 5 тон до та після її реконструкції на стадії розтоплення металобрухту методом математичного моделювання.

На рис. 1 наведено схему системи електропостачання (СЕР) реконструйованої шестиелектродної дугової електропечі, де від системи живлення через пічний трансформатор (ПТ) напруга

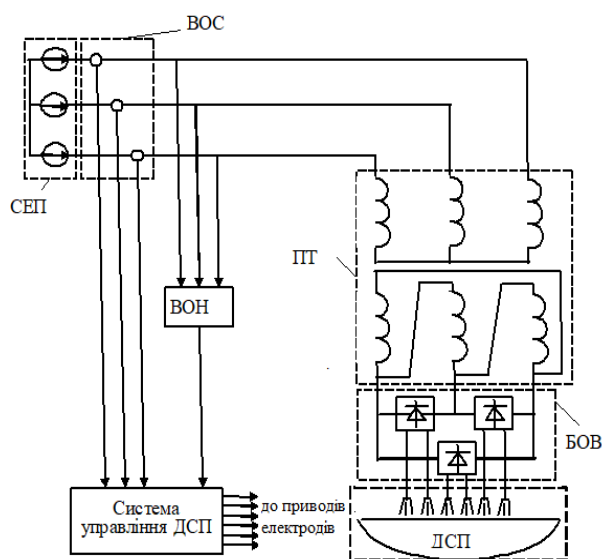


Рис. 1.

поступає на входи блоку трьох однофазних мостових випрямлячів (БОВ). Регулювання потужності електричних дуг здійснюється системою управління ДСП, яка виробляє команду задля зміни положення електродів. Внаслідок їхнього переміщення відбувається зміна потужності дуг за рахунок зміни величини струму, яка контролюється вимірювальними органами струму (ВОС) та напруги, що контролюється вимірювальними органами напруги (ВОН).

Обмотки ПТ з'єднані за схемою трикутник-зірка, що забезпечує обмеження поширення гармонік у систему електропостачання. Задля дослідження режимів розтоплення металобрухту існуюча математична модель системи електропостачання дугових сталеплавильних печей доповнена моделлю електротеплового балансу [7].

Для електромагнітних кіл цієї СЕР рівняння у матрично-векторній формі рівноваги струмів та потокозчеплень у вузлах має вигляд

$$P(\vec{i}, \vec{\psi})_t = 0, \quad (1)$$

де P – матриця вузлових з'єднань; $(\vec{i}, \vec{\psi})_t$ – транспонований вектор-стовпець струмів та потокозчеплень віток схеми.

Рівняння рівноваги електричних і магнітних напруг у контурах електромагнітних кіл системи електропостачання трифазної ДСП у матрично-векторній формі записується як

$$\Gamma \begin{pmatrix} R & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} (\vec{i}, \vec{\psi})_t + \Gamma \begin{pmatrix} M & K_{12} \\ K_{21} & -R_\mu \end{pmatrix} (d\vec{i}/dt, d\vec{\psi}/dt)_t + \Gamma(\vec{u}_d + \vec{u}_c + \vec{u} - \vec{e}_n, 0)_t = 0, \quad (2)$$

де Γ – матриця контурних з'єднань віток електричної і магнітної частини розрахункової схеми; $\begin{vmatrix} R & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}$

– квадратна матриця активних опорів схеми; $\begin{vmatrix} M & K_{12} \\ K_{21} & -R_{\mu} \end{vmatrix}$ – квадратна матриця індуктивностей та

взаємоіндуктивностей схеми; $(d\vec{i} / dt, d\vec{\psi} / dt)_t$ – транспонований вектор-стовпець похідних струмів та потокозчеплень віток схеми; $(\vec{u}_d + \vec{u}_c + \vec{u}_n - \vec{e}, 0)_t$ – транспонований вектор-стовпець суми напруг дуг, конденсаторів, нелінійних елементів та електрорушійних сил СЕП.

Математична модель балансу електричної енергії, що споживають N електричних дуг і теплової енергії, яка витрачається задля нагрівання металобрухту масою m , нагрівання внутрішньої поверхні стін в середині електропечі, записується у вигляді

$$N \cdot k_{ee} U_d I_d dt = C_{m\sigma} m \cdot d\theta + \alpha \cdot F_c (\theta - \theta_c) dt, \quad (3)$$

де N – кількість дуг в електропечі; k_{ee} – безрозмірний коефіцієнт використання електричної енергії; U_d – напруга дуги, В; I_d – струм дуги, А; $C_{m\sigma}$ – теплоємність металобрухту, Вт/(кг·°C); m – маса металобрухту в печі, кг; dt – зміна часу, с; $d\theta$ – зміна температури металобрухту, °C; α – коефіцієнт теплопередачі конвекцією, Вт/(м²·°C); F_c – площа поверхні стін в середині електропечі, м²; θ – поточне значення температури металобрухту, °C; θ_c – середнє значення температури поверхні стін всередині печі, °C.

Поділивши обидві частини рівняння (2) на приріст часу dt , отримуємо диференціальне рівняння балансу енергії в електродуговій печі

$$C_{m\sigma} \cdot m \frac{d\theta}{dt} + \alpha \cdot F_c (\theta - \theta_c) = N \cdot k_{ee} U_d I_d. \quad (4)$$

Якщо рівняння (3) поділити на $C_{m\sigma} m$ та позначити сумарну потужність дуг $N \cdot U_d \cdot I_d$ символом p_d , то отримуємо рівняння вигляду

$$\frac{d\theta}{dt} + \frac{\alpha F_c}{C_{m\sigma} m} (\theta - \theta_c) = \frac{k_{ee}}{C_{m\sigma} m} p_d. \quad (5)$$

Для інтегрування систем диференціальних рівнянь (2) і (5) використовуємо А-стійкий чисельний метод формул диференціювання назад (ФДН) другого порядку [8]. Електромагнітні кола СЕП записуються через контурні струми та магнітні потоки у вигляді

$$\Gamma \begin{vmatrix} R_{k+1}^{(l)} + a_0 h^{-1} M_{k+1}^{(l)} + a_0^{-1} h (C_{k+1}^{(l)})^{-1} & a_0 h^{-1} K_{12} \\ a_0 h^{-1} K_{21} & a_0 h^{-1} R_{\mu k+1}^{(l)} \end{vmatrix} \Gamma_t \begin{vmatrix} \Delta i_{k+1}^{-(l)} \\ \Delta \psi_{k+1}^{-(l)} \end{vmatrix} = \Gamma \begin{vmatrix} R_{k+1}^{(l)} + a_0 h^{-1} M_{k+1}^{(l)} + a_0^{-1} h (C_{k+1}^{(l)})^{-1} & a_0 h^{-1} K_{12} \\ a_0 h^{-1} K_{21} & a_0 h^{-1} R_{\mu k+1}^{(l)} \end{vmatrix} \Gamma_t \begin{vmatrix} i_{k+1}^{-(l)} \\ \psi_{k+1}^{-(l)} \end{vmatrix} + \quad (6)$$

$$+ \Gamma \begin{vmatrix} a_0 h^{-1} M_{k+1}^{(l)} + a_0^{-1} h (C_{k+1}^{(l)})^{-1} & a_0 h^{-1} K_{12} \\ a_0 h^{-1} K_{21} & a_0 h^{-1} R_{\mu k+1}^{(l)} \end{vmatrix} \Gamma_t \left(\sum_{s=1}^p a_s \begin{vmatrix} i_{k+1}^{-(l)} \\ \psi_{k+1}^{-(l)} \end{vmatrix} + \Gamma \begin{vmatrix} u_{d k+1}^{-(l)} + a_0^{-1} \sum_{s=1}^p h^{-1} u_{c k+1-s}^{-(l)} - e_{k+1}^{-(l)} \\ 0 \end{vmatrix} \right);$$

$$\left(a_0 h^{-1} + \frac{\alpha F_c}{C_{m\sigma} m} \right) \Delta \theta_{k+1}^{(l)} = \left(a_0 h^{-1} + \frac{\alpha F_c}{C_{m\sigma} m} \right) \theta_{k+1}^{(l)} + (C_{m\sigma} m)^{-1} \sum_{s=1}^p \left(a_s \theta_{k+1-s}^{(l)} - \frac{\alpha F_c}{C_{m\sigma} m} \theta_{k+1}^{(l)} - \frac{k_{ee}}{C_{m\sigma} m} p_{d k+1}^{(l)} \right) \quad (7)$$

$$\begin{vmatrix} \vec{i}_{K,k+1}^{-(l+1)} \\ \vec{\psi}_{K,k+1}^{-(l+1)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \vec{i}_{K,k+1}^{-(l)} \\ \vec{\psi}_{K,k+1}^{-(l)} \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} \Delta \vec{i}_{K,k+1}^{-(l)} \\ \Delta \vec{\psi}_{K,k+1}^{-(l)} \end{vmatrix}; \quad (8)$$

$$p_{d,k+1}^{(l+1)} = \sum u_{d,k+1}^{-(l+1)} \cdot i_{d,k+1}^{-(l+1)}; \quad (9)$$

Після визначення з рівняння (7) приросту температури $\Delta \theta_{k+1}^{(l)}$ на $(k+1)$ -му кроці інтегрування обчислюється уточнене значення температури металобрухту за виразом

$$\theta_{k+1}^{(l+1)} = \theta_{k+1}^{(l)} - \Delta \theta_{k+1}^{(l)}, \quad (10)$$

де a_0, \dots, a_s – коефіцієнти апроксимації похідних у методі ФДН; h – крок інтегрування; Γ_t –

транспонована матриця контурних з'єднань; $\begin{vmatrix} \Delta \vec{i}_{K,k+1}^{-(l)} \\ \Delta \vec{\psi}_{K,k+1}^{-(l)} \end{vmatrix}$ – вектор приростів контурних струмів та

потокозчеплень; $\Delta \theta_{k+1}^{(l)}$ – приріст температури на даному кроці інтегрування.

Адекватність математичної моделі перевірено шляхом порівняння математичних експериментів з результатами вимірювань на реальних електродугових трифазних печах місткістю 5 тон, при цьому розбіжність не перевищує 12%. Враховуючи характеристики сучасної тепловимірювальної апаратури таку точність можна вважати цілком задовільною.

Використовуючи математичні моделі (6)-(10), здійснено дослідження режимів нагрівання металобрухту в дуговій електропечі до стану розтоплення. На рис. 2 наведено залежності температури нагрівання металобрухту до стану розтоплення від часу у триелектродній електропечі змінного струму (крива 1) та шестиелектродній електропечі імпульсного струму (крива 2).

Як видно із рис. 2, тривалість нагрівання металобрухту до рідкого стану у триелектродній дуговій електропечі становить понад 63 хв., що достатньо близько збігається із часом тривалості стадії розтоплення, наведеним у [1, 2].

На рис. 3 наведено графічну залежність потужності електричної дуги імпульсного струму від напруги дуги, яку отримано за допомогою моделей (6)-(10).

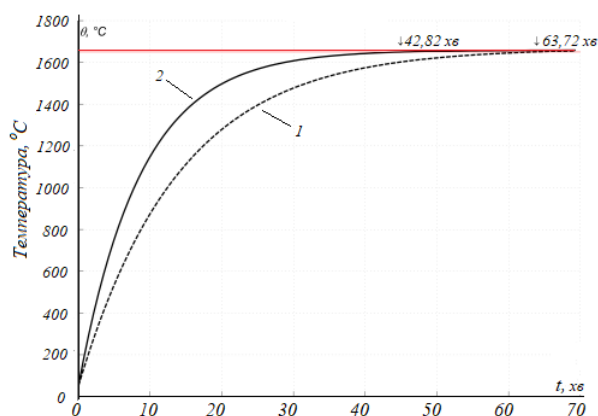


Рис. 2.

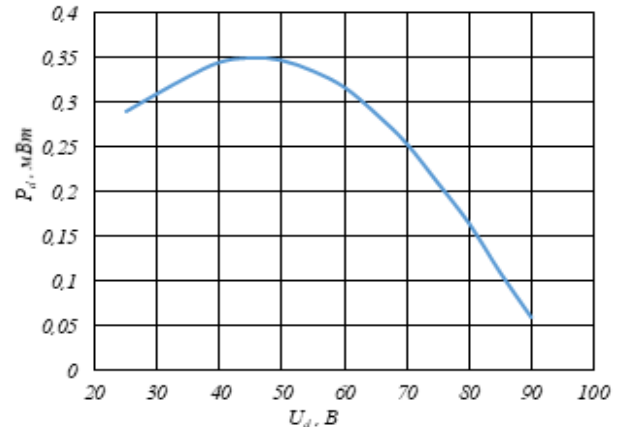


Рис. 3.

Моделювання електричних режимів у шестиелектродних ДСП (ДСП_6_ел) показало, що струм дуги під кожним електродом протікає впродовж майже 75% періоду промислової частоти [7]. Хоча під електродами трьохелектродних ДСП (ДСП_3_ел) тривалість протікання струму дуги під кожним електродом становить біля 80% періоду промислової частоти, при цьому в ДСП_6_ел сумарна енергетична ефективність шести дуг є вища, ніж у ДСП_3_ел. Пояснюється це тим, що завдяки оптимальному розміщенню шести електричних дуг над поверхнею шихти, які є основними джерелами тепла в електропечі, метал розтоплюється швидше, ніж від трьох дуг. Крім того, додатково шихта нагрівається теплом, зумовленим протіканням струму через шихту між електродами. Саме ці чинники забезпечують скорочення тривалості стадії розтоплення.

Як видно із рис. 3, потужність електричної дуги залежить від величини напруги, що дає змогу вибрати оптимальну потужність дуг ДСП. Найбільшу електричну потужність дуга споживає на інтервалі напруги від 35 В до 55 В, при цьому потужність дуги змінюється від 325 кВт до 350 кВт, а сумарна потужність, яку споживає шестиелектродна електропеч, становить біля 2,0 мВт.

За умови споживання кожною дугою ДСП_6_ел в середньому 340 кВт отримано графічну залежність (рис. 2) тривалості нагрівання металобрухту до температури 1650 °C, тобто до його повного розтоплення. Порівняння результатів моделювання режиму розтоплення металобрухту у ДСП_3_ел та ДСП_6_ел за однакової кількості металобрухту та живлення електропечей від трансформатора однакової потужності показали, що тривалість стадії розтоплення металобрухту в ДСП_6_ел становить біля 45 хв., що майже на 18 хв. менше, ніж у ДСП_3_ел (рис. 2). Це пояснюється тим, що у ДСП_6_ел за рахунок збільшення кількості електричних дуг та їхнього оптимального розміщення у просторі електропечі процес нагрівання металобрухту до рідкого стану відбувається швидше.

За даними, наведеними у [1], та розрахунками авторів витрати електроенергії на стадії розтоплення металобрухту у п'ятитонній ДСП_3_ел складають 1920 кВт·год, тоді як у реконструйованій п'ятитонній ДСП_6_ел вони становлять 1377 кВт·год за рахунок скорочення тривалості стадії розтоплення.

Як видно з отриманих результатів, реконструкція ДСП забезпечує зменшення обсягів спожи-

вання електроенергії, але це вимагає додаткових витрат коштів, тому доцільно здійснити економічні розрахунки з метою визначення економічної ефективності використання вказаної інновації.

В кінцевому результаті використання інноваційного рішення призводить до зниження собівартості готової продукції. З виконаних вище досліджень видно, що реконструкція дугової електропечі забезпечує зменшення обсягів споживання електричної енергії за рахунок скорочення стадії розтоплення металобрухту, що дає змогу підвищити її продуктивність.

Оцінку економічного ефекту від трансферу інновацій для дугової електропечі шляхом розрахунку річної собівартості електросталі здійснено за умови, що термін експлуатації електропечі після реконструкції становить не менше, ніж 3 роки. Якщо за одну зміну в дуговій електропечі можна здійснити два технологічні процеси, то впродовж року з однозмінним графіком роботи підприємства в одній електропечі реалізовується 480 процесів.

Сумарні фінансові витрати, пов'язані з реалізацією інноваційного рішення (C_R), складаються з витрат на: придбання або отримання патентів чи ліцензій; придбання обладнання; виконання проекту; виконання монтажних та пусконаладжувальних робіт. У даному випадку витрати на придбання патентів та ліцензій на інноваційне рішення рівні нулю, оскільки прийнято, що ці розробки безкоштовно передані власниками інноваційного рішення підприємству на безоплатній основі. Вартість додаткових елементів та силового електрообладнання, які необхідні для реконструкції, вибрано з Інтернет інформації фірм, що займаються реалізацією вказаного обладнання, і дорівнює 865 тис. грн. За даними проектного інституту «Укрзахіденергопроект» вартість проектних робіт складає від 1% для об'єктів вартістю понад 40 млн. грн. і до 3% – для об'єктів вартістю до 40 млн. грн. Враховуючи те, що вартість електродугової печі місткістю 5 тон є до 40 млн. грн., то вартість проекту приймаємо 3% від вартості дугової електропечі, що становить 32,048 тис. грн. Вартість монтажних та пусконаладжувальних робіт становлять від 30% для об'єктів малої вартості до 40% – для об'єктів великої вартості, тому вартість цих робіт приймаємо 30%, тобто 259,5 тис. грн. Таким чином, загальний обсяг витрат на реконструкцію дугової електропечі складає 1156,598 тис. грн.

У загальному випадку собівартість електросталі складається із постійної та змінної складових. У результаті реконструкції електропечі змінюються як постійна складова за рахунок збільшення величини амортизаційних відрахувань, так і змінна складова, яка пов'язана зі зміною обсягів споживання електричної енергії. У даному випадку не вказуються витрати на поточні ремонти та обслуговування електропечі, оскільки вони приймаються однаковими як для електропечі до її реконструкції, тобто базової, так і для реконструйованої.

Таким чином вираз для визначення собівартості електросталі за рахунок впровадження інноваційного технічного рішення запишеться у вигляді

$$S_i = (W_i \cdot p_E + VC_p) + (FC_0 + C_R / T_i), \quad (11)$$

де W_i – обсяг електричної електроенергії, необхідний для розплавлення металобрухту, який споживається після реконструкції дугової електропечі, кВт·год/рік; VC_p – решта змінних витрат у собівартості електросталі до реконструкції електропечі, тис. грн./рік; C_R – витрати на реконструкцію дугової електропечі, тис. грн; FC_0 – постійні витрати у собівартості електросталі, тис. грн./рік; T_i – термін використання реконструйованої дугової електропечі (де $T_i=1, 2, \dots, 8$), років.

Вираз (11) враховує зменшення обсягів споживання електричної енергії лише на стадії розтоплення металобрухту, який в середньому становить 65–70 % від сумарного обсягу споживання електроенергії, необхідної задля реалізації повного технологічного процесу.

Використовуючи дані щодо обсягів споживання електроенергії реконструйованою електропечі, оцінимо економічну вигоду від реалізації інноваційного рішення, шляхом визначення собівартості електросталі до і після її реконструкції (таблиця).

Види витрат	S_i до реконструкції, тис. грн./рік	S_i після реконструкції, тис. грн./рік	Відхилення показника, тис. грн./рік
I. Змінні витрати у т.ч.:	24047,376	23550,256	-497,12
– електроенергія	2676,02	2178,9	-497,12
– решта змінних витрат	21371,356	21371,356	–
II. Постійні витрати у т.ч.:	2774,54	2919,115	
– постійні витрат у собівартості продукції	2774,54	2774,54	–
– витрати на реконструкцію	–	144,575	144,575
Разом собівартість	26821,92	26469,371	-352,549

З таблиці видно, що результатом експлуатації реконструйованої електропечі місткістю 5 тон впродовж 8 років є зниження річної собівартості електросталі на 352,549 тис. грн. або на 1,31 %. Таким чином економічні розрахунки вказують на доцільність реалізації такої інновації. У даному випадку розглядається випадок, коли реконструкція електропечі здійснюється за власні кошти підприємства без залучення кредитів, що не вимагає додаткових коштів на покриття кредиту.

Висновки.

1. Вдосконалено математичну модель системи електропостачання дугових сталеплавильних печей за рахунок доповнення її моделлю балансу електричної та теплової енергії дугової електропечі, яка забезпечує дослідження процесу нагрівання металобрухту електричними дугами на стадії розтоплення металобрухту та режимів споживання електроенергії електричними дугами.

2. Результати моделювання режимів нагрівання металобрухту в триелектродній та шестиелектродній дугових електропечах місткістю 5 тон показали, що, завдяки модернізації електропечі, тривалість одного технологічного процесу в шестиелектродній електропечі скорочується майже на 18 хв., що забезпечує зменшення споживання обсягів електроенергії приблизно на 28% у порівнянні з триелектродною дуговою електропечічю.

3. Розрахунки собівартості електросталі отриманої в 5-ти тонній реконструйованій електропечі за умови її експлуатації на інтервалі 8 років, показали, що зниження собівартості електросталі становить 1,31 %. Отриманий результат підтверджує доцільність реалізації розглянутого інноваційного технічного рішення.

1. Рыжнев Ю.Л., Минеев Р.В., Михеев А.П., Смелянский М.Я. Влияние дуговых электропечей на системы электроснабжения. М.: Энергия, 1975. 184 с.

2. Миронов Ю.М., Миронова А.Н. Повышение экономической эффективности дуговых сталеплавильных печей с помощью оптимизации их энергопотребления. *Вестник Чувашского университета. Электротехника и энергетика*. 2018. № 3. С. 79-92.

3. Гудим Ю.А., Зиннуров И.Ю., Киселев А.Д., Шумаков А.М. Рациональные способы интенсификации плавки в современных дуговых сталеплавильных печах. *Вестник ЮУрГУ. Серия "Металлургия"*. 2015. № 9. С. 10-13.

4. Смагин В.Н., Ойленбах Р. Энергосбережение – условие эффективной работы предприятий черной металлургии. *Вестник ЮУрГУ. Серия «Экономика и менеджмент»*. 2011. Вып. 19. № 28. С. 110 - 117.

5. Катунин А.И., Анашкин Н.С., Козырев Н.А., Тиммерман Н.Н., Захарова Т.П. Экономические вопросы использования жидкого чугуна при производстве электростали. *Сталь*. 2001. № 7. С. 26-27.
URL: http://elcomet.narod.ru/estee/est_3.htm (дата звернення 25.09.2020)

6. Гудим В.І., Дурняк Б.В., Косовська В.В. Система електропостачання шестиелектродної дугової електропечі з пасивним керованим фільтром струмів вищих гармонік. Патент України на корисну модель. № 109823, 2016.

7. Hudym V., Drozdowski P., Postoliuk A., Mamcarz D. Mathematical model of the six electrode pulse current electric arc furnaces. *Technical transactions. Electrical engineering*, 2016. Issue 3-E. Pp. 151-161. DOI: <https://doi.org/10.4467/2353737XCT.16.273.6072>

8. Чуа Л.О., Лин Пен-Мин. Машинный анализ электронных схем. Алгоритмы и вычислительные методы. М: Энергия, 1980. 640 с.

ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТИ РЕКОНСТРУКЦИИ ТРЕХФАЗНОЙ ДУГОВОЙ СТАЛЕПЛАВИЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОПЕЧИ

В.И. Гудым¹, докт.техн.наук, **В.В. Косовская²**, канд.эконом.наук, **Н.П. Яворская**, канд.эконом.наук, **Т.И. Данько²**, канд.эконом.наук

¹ Львовский национальный аграрный университет,
ул. Владимира Великого, 1, Дубляны, 80381, Украина,

e-mail: gudymvi@ukr.net

² Национальный университет «Львовская политехника»,
ул. С. Бандеры, 12, Львов, 79013, Украина,

e-mail: virakos21@ukr.net

Технологические агрегаты электродугового переплава металлолома относятся к наиболее энергоемким потребителям, для которых проблема экономии электроэнергии весьма актуальна. Предложенная реконструкция электропечи для сокращения объемов потребления электроэнергии требует технико-экономических обоснований. Результаты моделирования реконструированной электропечи показали, что за

счет оптимального размещения электрических дуг в пространстве электропечи продолжительность стадии расплавления сокращается на 19 мин. Экономические расчеты внедрения инновационного решения показали, что вследствие сокращения продолжительности стадии расплавления металлолома в реконструированной электропечи снижается объем потребления электроэнергии приблизительно на 28% на один технологический процесс. В данном случае учтено только сокращение потребления электроэнергии, но не учтена возможность повышения производительности электропечи за счет увеличения количества технологических процессов на протяжении одной смены. Библ. 8, рис. 3, табл. 1.

Ключевые слова: электродуговые печи, экономия электроэнергии, себестоимость электростали, технические инновации, реконструкция электропечи.

TECHNICAL AND ECONOMIC ASSESSMENT OF THE RECONSTRUCTION OF THREE-PHASE ELECTRIC-ARC STEEL FURNACE

V.I. Hudym¹, V.V. Kosovska², N.P. Yavorska², T.I. Danko²

¹ Lviv National Agrarian University,

1, V.Velykoho str., Dubliany, 80381, Ukraine,

e-mail: gudymvi@ukr.net

² Lviv Polytechnic National University,

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

e-mail: virakos21@ukr.net

The technological units of electric arc steel remelting are among the most energy-intensive consumers for whom the problem of energy saving is extremely urgent. The proposed reconstruction of the electric-arc steel furnace is aimed at reducing the amount of electricity consumption. The feasibility study makes it possible to assess the technical and economic parameters of project of an electric-arc steel furnace reconstruction. The simulation results of the reconstructed electric furnace showed that due to the optimal placement of electric arcs in the electric furnace space, the duration of the metal melting stage can be reduced by approximately 19 min. Cost-effectiveness calculations for the implementation of the innovative solution showed that reducing the duration of steel remelting in a reconstructed furnace reduces the electricity consumption by approximately 28% per process. The article takes into account only the reduction of electricity consumption, but does not take into account the possibility of improving the productivity of the furnace by increasing the number of technological processes per shift. References 7, figures 3, table 1.

Key words: electric-arc furnace, energy saving, cost of electric steel, technical innovation, reconstruction of electric furnace.

1. Ryzhnev Yu.L., Mineev R.V., Mikheev A.P., Smelianskii M.Ya. Effect of electric arc furnaces on power supply systems. Moskva: Eenergiia, 1975. 184 p. (Rus)
2. Mironov Ju.M., Mironova A.N. Increasing the economic efficiency of electric arc furnaces by optimizing their energy consumption. *Vestnik Chuvashskogo universiteta. Elektrotehnika i energetyka*. 2018. No 3. Pp. 79-92. (Rus)
3. Gudim Yu.A., Zinurov I.J., Kiselev A.D., Shumakov A.M. Rational Methods for Smelting Intensification in Modern Electric Arc Furnaces. *Vestnik Yuzhno-Uralskogo Gosudarstvennogo Universiteta. Metalurgiya*. 2008. No 9. Pp. 10-13. (Rus)
4. Smagin W.N., Ojlenbakh R. Energy saving is a condition for the efficient operation of ferrous metallurgy enterprises. *Vestnik Yuzhno-Uralskogo Gosudarstvennogo Universiteta. Ekonomika i menedzment*. 2011. Vyp. 19. No 28. Pp. 110-117. (Rus)
5. Katunin A.I., Anashkin N.S., Kozyrev N.A., Timmerman N.N., Zaharova T.P. Economic issues of using liquid iron in the production of electric steel. *Stal*. 2001. No 7. Pp. 26-27. URL: http://elcomet.narod.ru/esteeel/est_3.htm (accessed at 25.09.2020). (Rus)
6. Hudym V., Durniak B., Kosowska V. Power supply system of a six-electrode arc electric furnace with a passive controlled filter of currents of higher harmonics. Patent UA No 109823, 2016. (UA)
7. Hudym V., Drozdowski P., Postoliuk A., Mamcarz D. Mathematical model of the six electrode pulse current electric arc furnaces. *Technical transactions. Electrical engineering*, 2016. Issue 3-E. Pp. 151-161. DOI: <https://doi.org/10.4467/2353737XCT.16.273.6072> .
8. Chua L.O., Lin Pen-Min. Machine analysis of electronic circuits. Algorithms and computational methods. Moskva: Energiia, 1980. 640 p. (Rus)

Надійшла 10.02.2020
Остаточний варіант 24.09.20

ДОСЛІДЖЕННЯ СВІТЛОДІОДНИХ ДЖЕРЕЛ СВІТЛА У ВИПАДКУ ІМПУЛЬСНОГО ЖИВЛЕННЯ

В.А. Андрійчук*, докт.техн.наук, **М.С. Наконечний****, канд.техн.наук,

Я.М. Осадца***, канд.техн.наук, **Я.О. Філюк******, канд.техн.наук

Тернопільський національний технічний університет ім. І. Пулюя,
вул. Микулинецька, 46, Тернопіль, 46005, Україна.

E-mail: Andriychukva31410@gmail.com, nakmiron@ukr.net, osadtca@i.ua, filuk.slavik.91@gmail.com

У роботі представлено результати досліджень енергетичних та динамічних характеристик світлодіодів FYL-3014 і ARPL-1W різного спектрального складу свічення у разі живлення їх П-подібними імпульсами напруги. На основі отриманих осцилограм встановлено, що електричні кола імпульсного живлення світлодіодів містять скриті реактивні елементи індуктивного та ємнісного характеру. Для цих кіл запропоновано схеми заміщення, в яких світлодіод представлено паралельною RC-ланкою, активна складова якої визначається опором активної області гетеропереходу, а реактивна – дифузною ємністю переходу, та визначено їхні параметри. Отримано рівняння перехідних процесів цих кіл, в результаті аналізу котрих встановлено залежність коефіцієнта затухання від опору активної області гетеропереходу. Проведено дослідження впливу частоти імпульсів на енергетичну ефективність світлодіодів. Встановлено, що максимальна частота імпульсного живлення світлодіодів FYL-3014 і ARPL-1W дорівнює 700 кГц. Библ. 12, рис. 6.

Ключові слова: світлодіод, широтно-імпульсна модуляція, енергетична ефективність, коефіцієнт затухання.

Вступ. Для живлення світлодіодів (СД) широко використовуються імпульсні перетворювачі електроенергії. Результуючий ресурс освітлювальних установок визначається ресурсом як джерел світла, так і джерел електроживлення, тобто ресурсом елементів електроперетворювального пристрою. Провідні виробники світлодіодів заявляють, що термін служби СД з падінням світлового потоку до 30% може досягати 100 тис. год [1, 2]. Таким же вимогам повинна задовольняти і перетворювальна техніка. Оптимальна частота роботи імпульсного джерела струму становить 30-50 кГц. Це зумовлено максимальною частотою роботи недорогих транзисторів та інших елементів блоку живлення. На жаль, слабким місцем в імпульсних пристроях живлення є вихідний блок з індуктивно-ємнісним фільтром. Зазвичай в них використовуються електролітичні конденсатори, ресурс роботи яких знаходиться в межах 2...5 тис. год. [3, 4]. Після цього вони втрачають свою ємність, що призводить до пульсації світлового потоку [3–7]. Одним із шляхів вирішення даної проблеми є підвищення частоти живлення до $10^5...10^6$ Гц, що дає змогу використовувати сучасні фільтруючі конденсатори малої ємності з великим ресурсом експлуатації [5]. Оскільки гетероперехід світлодіода завдяки малим розмірам нагрівається дуже швидко, а весь об'єм світлодіода має теплову інерцію, ШІМ-модуляція дозволяє зменшити температуру СД [6]. З іншої сторони, за живлення СД імпульсним струмом відбуваються перехідні процеси, які можуть призвести до короткочасного зростання струму, що призведе до зменшення світловіддачі, а також до виходу прилада з ладу [8, 9]. В зв'язку з цим, задля вибору максимальної частоти імпульсного живлення напівпровідникових джерел світла необхідно мати інформацію щодо кінетики їхніх як електротехнічних, так і світлотехнічних характеристик. Оскільки дана проблема дуже мало висвітлена, **метою роботи** є аналіз перехідних процесів в електричному колі з комерційно доступними світлодіодами монохроматичного і білого свічення різної потужності за живлення прямокутними П-подібними імпульсами, а також впливу частоти імпульсів на енергетичну ефективність напівпровідникових джерел світла.

Експериментальна установка. Вимірювання енергетичних та динамічних характеристик світлодіодів проводилися на експериментальній установці, блок-схему якої показано на рис. 1, а. До її складу входять: 1 – фотометрична куля; 2 – досліджуване джерело світла; 3 – комутуючий пристрій (ключ); 4 – регульоване джерело постійної напруги SW3010D; 5 – генератор SIGLENT SDG 1050; 6 –

© Андрійчук В.А., Наконечний М.С., Осадца Я.М., Філюк Я.О., 2021

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0001-7124-2777>; ** <https://orcid.org/0000-0001-5434-7729>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-0831-8561>; **** <https://orcid.org/0000-0003-1869-4402>

осцилограф SEA C8-22M/1; 7 – фотодіод з набором світлофільтрів; 8 – мікроамперметр; 9 – захисний екран; 10 – персональний комп’ютер.

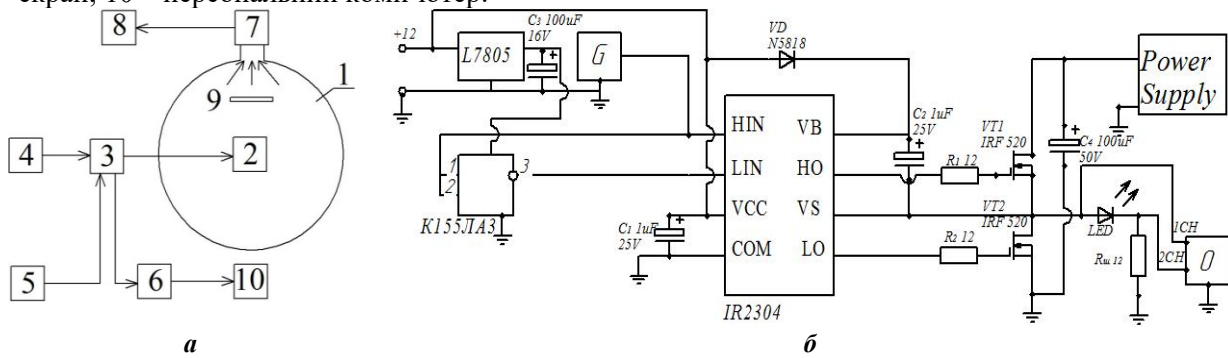


Рис. 1

Досліджуване джерело світла (2) поміщалося у фотометричну кулю (1) таким чином, що прямий світловий потік від джерела світла не попадав на фотоприймач. Для подачі імпульсів напруги на СД використано регульоване джерело постійної напруги SW3010D, генератор сигналів SDG 1050 та електронний ключ (7), схему якого показано на рис. 1, б. Це дозволяло здійснювати живлення СД як постійним струмом до 10 А й напругою до 100 В, так і прямокутними П-подібними імпульсами частотою до 1 МГц з різним коефіцієнтом заповнення. Вимірювання параметрів імпульсного живлення світлодіодів здійснювали за допомогою цифрового осцилографа SEA C8-22M/1. Обробку та збереження результатів вимірювань проводили на персональному комп’ютері (10).

На рис. 1, б наведено електричну схему ключа з драйвером IR2304 [11]. Сигнал від генератора (G) подається на вхід (HIN) IR2304 та вхід мікросхеми K155JA3, яка інвертує його та подає на (LIN) драйвера. Даний драйвер забезпечує затримку сигналу між транзисторами VT1 і VT2 з метою виключення наскрізних струмів. Резистори R_1 і R_2 призначені для обмеження струму затвора польового транзистора, а резистор R_m – для реєстрації струму живлення СД.

Електричні характеристики світлодіодного кола за імпульсного живлення. Перед тим як перейти до дослідження світлотехнічних характеристик СД було проведено вимірювання його електричних параметрів за імпульсного живлення для двох типів світлодіодів – FYL-3014 і ARPL-1W червоного, синього та білого свічення. Світлодіоди FYL-3014 жилилися від генератора SIGLENT SDG 1050 імпульсами, частота яких змінювалася в межах 1-700 кГц і заповненням 50%. Для живлення СД ARPL-1W додатково використовували електронний ключ рис. 1, б).

На рис. 2 показано осцилограми імпульсів струму та напруги по передньому і задньому фронтах, які подавалися на світлодіод синього свічення ($\lambda_{max}=450$ нм). У даному випадку було використано СД типу FYL-3014. Аналогічні осцилограми отримано для такого ж типу світлодіодів червоного ($\lambda_{max}=655$ нм) та білого свічення. Такі ж дослідження проведено на СД ARPL-1W відповідного спектрального складу випромінювання та отримано подібні осцилограми.

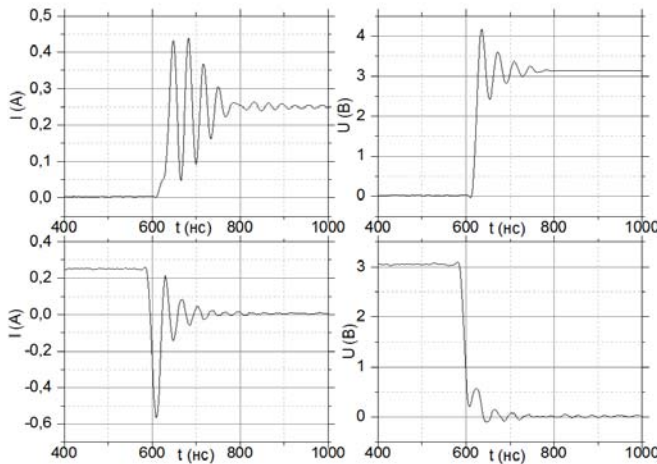


Рис. 2

Як видно із рис. 2 затухаючий коливний характер перехідного процесу вказує на те, що електричне коло з СД містить скриті реактивні елементи індуктивного та ємнісного характеру. Враховуючи, що для подачі імпульсів напруги на СД було використано кабельні з’єднання, що являють собою елементи з розподіленими параметрами, для побудови еквівалентної схеми електричного кола імпульсного живлення СД на рис. 3 використано еквівалентну схему кабельного елемента [10]. Тут СД представлений паралельною ланкою, що складається з опору R_d , який визначається опором активної області гетеропереходу, та конденсатора C_d , ємність якого дорівнює дифузійній ємності переходу. Послідовно їм приєднаний опір R_s , що включає опір пасивних областей СД, а також опір

провідникових елементів електричного кола живлення. Еквівалентну схему коаксіального кабелю представлено ланкою $L_p C_p$ з послідовним опором, який увійшов до складу R_s .

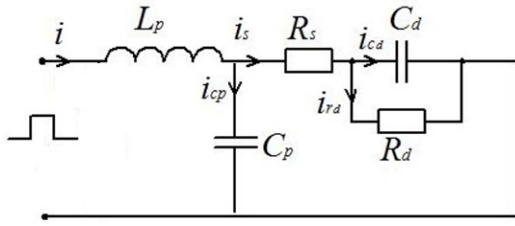


Рис. 3

Для опису перехідного процесу в електричному колі (рис. 3) було взято напругу U_{Cd} на конденсаторі C_d та розглянуто випадок, коли на вхід кола подається напруга U_0 , що дорівнює амплітуді П-подібного імпульсу. Постійна складова перехідного процесу буде визначатися спадом напруги на опорі R_d . У такому разі струм i_{rd} буде складатися з дифузного струму та струму рекомбінації в активній області СД. Диференціальне рівняння електричної рівноваги для цього електричного кола на рис. 3

$$L_p C_p R_s C_d \frac{d^3 U_{Cd}}{dt^3} + \left(L_p C_d + L_p C_p + \frac{L_p R_s C_d}{R_d} \right) \frac{d^2 U_{Cd}}{dt^2} + \left(\frac{L_p}{R_d} + R_s C_d \right) \frac{d U_{Cd}}{dt} + \left(1 + \frac{R_s}{R_d} \right) U_{Cd} = U_0. \quad (1)$$

Характеристичне рівняння для опису вільної складової перехідного процесу має вигляд

$$\lambda^3 + \frac{C_d R_d + C_p R_d + C_p R_s}{C_p R_s C_d R_d} \lambda^2 + \frac{L_p + R_s R_d C_d}{L_p C_p R_s R_d C_d} \lambda + \frac{R_d + R_s}{L_p C_p R_s R_d C_d} = 0. \quad (2)$$

За допомогою методу Кардано для рівняння (2) отримано один дійсний та два комплексно-спряжені корені. Аналітичні вирази для цих коренів досить громіздкі, тому у роботі їх не приведено. Комплексно-спряженні корені можна представити у вигляді

$$\lambda_{2,3} = 2\beta \pm j\omega^2. \quad (3)$$

Представлена еквівалентна схема електричного кола імпульсного живлення СД підтверджує коливний характер вільної складової U_{Cd} перехідного процесу, який спостерігається під час експерименту.

Числові значення деяких параметрів елементів еквівалентної схеми електричного кола імпульсного живлення СД визначено експериментально, а саме: $C_d = 40 \cdot 10^{-12}$ Ф та $300 \cdot 10^{-12}$ Ф – ємності світлодіодів FYL-3014 та ARPL-1W, відповідно, які виміряно мостовою схемою змінного струму, коли на них не подавалася постійна напруга; опір $R_s = 40$ Ом (також включав опір резистора) по спаду напруги, на якому визначався струм i_s ; $C_p = 110 \cdot 10^{-12}$ Ф виміряно мостом змінного струму; $L_p = 270 \cdot 10^{-9}$ Гн визначено, використовуючи відому ємність додаткового конденсатора, а також із розрахунків хвильового опору для даного коаксіального кабелю.

Невідомим залишається опір R_d , пов'язаний з активною областю гетеропереходу. Величину його визначено із результатів вимірювання вільної складової перехідного процесу по передньому фронту імпульсу напруги та струму (рис. 2). Задля цього було визначено коефіцієнт затухання β , який для СД FYL-3014 та ARPL-1W дорівнює $20 \cdot 10^6$ с⁻¹.

Для еквівалентної схеми рис. 3 вираз для дійсної складової β є досить громіздким, тому для визначення R_d була побудована графічна залежність β від опору резистора R_d (рис. 4).

Для $\beta = 20 \cdot 10^6$ опір резистора R_d в еквівалентній схемі 3 становить 185 Ом. Таким чином в еквівалентній схемі імпульсного живлення світлодіодів FYL-3014 та ARPL-1W $R_d = 185$ Ом.

Для підтвердження адекватності еквівалентної схеми електричного кола імпульсного живлення СД співставлено графіки перехідного процесу вільної складової напруги U_{Cd} , рис. 5, отриманих експериментально (1) та з результатами моделювання перехідного процесу еквівалентної схеми (2). Для обох результатів спостерігається співпадіння розрахованих та експериментальних даних частоти власних коливань $\omega_0 = 150 \cdot 10^9$ рад/с та коефіцієнта затухання коливного процесу $\beta = 20 \cdot 10^6$ с⁻¹.

Для окреслення частотного діапазону ШІМ-живлення СД проведено дослідження впливу частоти імпульсів на енергетичну ефективність світлодіодів. Для цього світловий потік вимірювали за допомогою фотометричної кулі, а електричну потужність живлення СД визначали на основі осцилограм струму та напруги. На рис. 6 наведено графік залежності коефіцієнта світловіддачі η від частоти імпульсів f для світлодіодів ARPL-1W білого свічення. З графіка видно, що за імпульсного

живлення частотою до 100 кГц η не змінюється та становить 137-138 лм/Вт, а у діапазоні від 100 до 700 кГц він зменшується до 130 лм/Вт, що складає 94% від максимального значення. Такі ж залежності отримано і для світлодіодів типу FYL-3014.

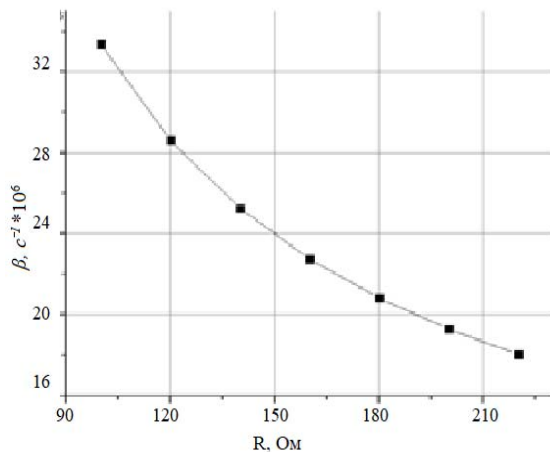


Рис. 4

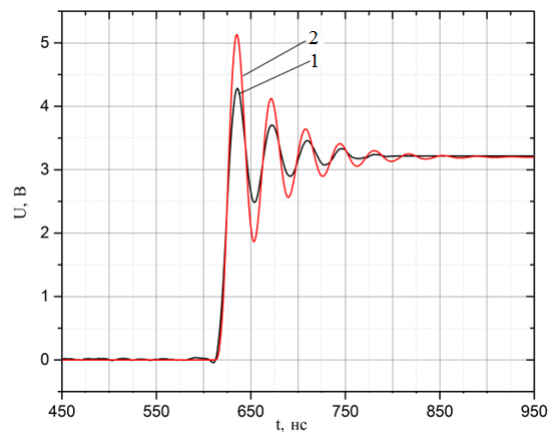


Рис. 5

Для даного типу світлодіодів в діапазоні частот 1 – 700 кГц частотна залежність світловіддачі описується аналітичним виразом $\eta = 137.4 - 10^{-5} f^2 - 0.001f$ з коефіцієнтом детермінації $R^2 = 0.95$.

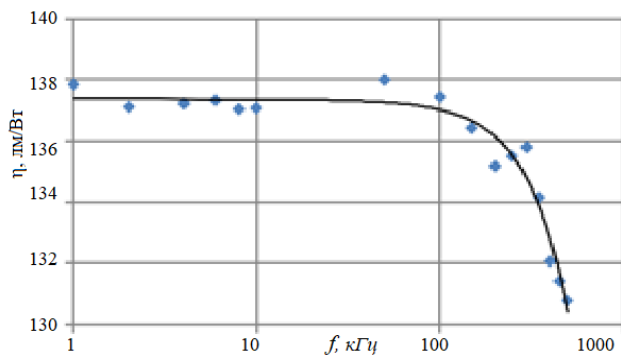


Рис. 6

Виходячи із аналізу перехідних процесів в колах імпульсного живлення та частотної залежності енергетичної ефективності світлодіодних джерел світла типу ARPL-1W та FYL-3014, можна вважати, що максимальна частота П-подібних імпульсів $f_{\text{макс}} = 700$ кГц. Використання драйверів світлодіодів на даних частотах надасть змоги замінити електролітичні конденсатори, які є слабкою ланкою у сучасних імпульсних драйверах, на танталові, в яких внутрішній опір не міняється з ростом частоти, а також вони є більш надійні та їхній термін служби становить до 30 тис. год. [12].

1. Никифоров С.Г. Прогноз срока службы и изменения параметров промышленных светодиодов при наработке с помощью фотометрического метода. *Инновации и инвестиции*. 2015. № 1. С. 152-156.
2. Гончарова Ю.С., Гарипов И.Ф., Солдаткин В.С. Ускоренные испытания полупроводниковых источников света на долговечность. *Доклады ТУСУРа*. 2013. № 2 (28). С. 51-53.
3. Радужкин О. Методы оценки срока эксплуатации электролитических конденсаторов. *Силовая электроника*. 2010. № 5. С. 19-22.
4. Рентюк В. Проблема оптимального выбора комбинации входных и выходных конденсаторов для подавления пульсаций и помех DC/DC-преобразователей. *Компоненты и технологии*. 2016. № 11 (184). С. 83-86
5. Савкова Т.Н. Исследование энергетических и оптических характеристик мощных светодиодов при импульсном возбуждении. *Вестник ГТТУ имени П. О. Сухого*. 2015. № 3. С. 78-85.
6. Sa Junior, Edilson Mineiro. Estudo de estruturas de reatores eletrônicos para LEDs de iluminação. Florianópolis, 2012. 185 p.
7. Pawawoi A., Prabowo W. Effect of PWM Duty Cycle and Frequency of Power Supply to the LED Bulb Efficacy. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*. 2017. Vol. 8. No 3. Pp. 1011-1015. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v8.i3.pp1011-1015>
8. Скрипченко А. Импульсное питание светодиодов Cree XLamp с повышенным током. *Полупроводниковая светотехника*. 2011. №1. С. 16-19.
9. CREE XLAMP. LED electrical overstress. URL: https://www.cree.com/led-components/media/documents/XLamp_Elec_Overstress.pdf (Accessed 03.02.2020).
10. Ford D. The secret world of oscilloscope probes. *SiliconChip*. October 2009. Pp.16-23.
11. Gate Driver ICs IR2304. URL: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/gate-driver-ics/ir2304/> (дата звернення: 03.03.2020).
12. Ронс Б. Тенденции в производстве танталовых конденсаторов компании EXXELIA FIRADEC. *Вестник электроники*. 2015. № 2. С. 22-25.

ПОВЕДЕНИЕ СВЕТОДИОДНЫХ ИСТОЧНИКОВ СВЕТА ПРИ ИМПУЛЬСНОМ ПИТАНИИ

В.А. Андрейчук, д.т.н., М.С. Наконечный, к.т.н., Я.М. Осадца, к.т.н., Я.А. Филук, к.т.н.

Тернопольский национальный технический университет им. И. Пулюя,

ул. Микулинецка, 46, Тернополь, 46005, Украина.

E-mail: Andriychukva31410@gmail.com, nakmiron@ukr.net, osadtca@i.ua, filuk.slavik.91@gmail.com

В работе представлены результаты исследования энергетических и динамических характеристик светодиодов FYL-3014 и ARPL-1W различного спектрального состава свечения при питании их П-образными импульсами напряжения. На основе полученных осциллограмм установлено, что электрические цепи импульсного питания светодиодов содержат скрытые реактивные элементы индуктивного и емкостного характера. Для этих кругов предложены схемы замещения, в которых светодиод представлен параллельным RC-звеном, активная составляющая которого определяется сопротивлением активной области гетероперехода, а реактивная – диффузную емкостью перехода, определены их параметры. Получены уравнения переходных процессов этих цепей, в результате анализа которых установлена зависимость коэффициента затухания от сопротивления активной области гетероперехода. Проведено исследование влияния частоты импульсов на энергетическую эффективность светодиодов. Установлено, что максимальная частота импульсного питания светодиодов FYL-3014 и ARPL-1W равняется 700 кГц. Библ. 12, рис. 6.

Ключевые слова: светодиод, широтно-импульсная модуляция, энергетическая эффективность, коэффициент затухания

BEHAVIOR OF LED LIGHT SOURCES IN PULSE POWER

V.A. Andriychuk, M.S. Nakonechny, Y.M. Osadtsa, Y.O. Filiuk

Ternopil I. Pulyuy National Technical University,

vul. Mikulinetska, 46, Ternopil, 46005, Ukraine.

E-mail: Andriychukva31410@gmail.com, nakmiron@ukr.net, osadtca@i.ua, filuk.slavik.91@gmail.com

The researches results of the energy and dynamic characteristics for FYL-3014 and ARPL-1W LEDs with different spectral radiation when voltage rectangular pulses feds to LEDs are presented in the paper. On the basis of obtained oscilograms it is established that electrical circuits of pulsed supply of the LEDs contain hidden reactive elements of inductive and capacitive nature. The substitution schemes are proposed for these circuits and their parameters have been determined. In substitution schemes that are proposed for these circuits the LED is represented by a parallel RC link, the active component of which is determined by the heterojunction's active region resistance, and the reactive one by a capacity that is equal diffuse capacity of transition. On the basis of analysis of obtained transient processes equations for these circles it established the attenuation coefficient's dependence on the resistance of the heterojunction's active region. The influence of pulse frequency on the LEDs energy efficiency has been investigated. It is established that the maximum pulse frequency of the FYL-3014 and ARPL-1W LEDs is equal 700 kHz. References 12, figures 6.

Keywords: LED, pulse width modulation, energy efficiency, attenuation coefficient

1. Nikiforov S.H. Forecast of service life and change of parameters of industrial LEDs during operation by means of the photometric method. *Innovatsii i investitsii*. 2015. No 1. Pp. 152-156. (Rus)
2. Goncharova Yu.S., Garipov I.F., Soldatkin V.S. Accelerated testing of semiconductor light sources for durability. *Doklady TUSURa*. 2013. No 2 (28). Pp. 51-53. (Rus)
3. Radushkin O. Methods for estimating the lifetime of electrolytic capacitors. *Silovaya elektronika*. 2010. No 5. Pp. 19-22. (Rus)
4. Rentyuk V. The problem of the optimal choice of a combination of input and output capacitors to suppress ripple and interference of DC/DC converters. *Komponenty i tehnologii*. 2016. No 11 (184). Pp. 83-86. (Rus)
5. Savkova T. N. Investigation of the energy and optical characteristics of high-power LEDs under pulsed excitation. *Vestnik GGTU imeni P. O. Sukhogo*. 2015. No 3. Pp. 78-85. (Rus).
6. Sa Junior, Edilson Mineiro. Estudo de estruturas de reatores eletrônicos para LEDs de iluminação. Florianópolis, 2012. 185 p.
7. Pawawoi A., Prabowo W. Effect of PWM Duty Cycle and Frequency of Power Supply to the LED Bulb Efficacy. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*. 2017. Vol. 8. No 3. Pp. 1011-1015.
DOI: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v8.i3.pp1011-1015>
8. Skripchenko A. Cree XLamp High Current LED Switching Power. *Poluprovodnikovaya svetotekhnika*. 2011. No 1. Pp. 16-19. (Rus)
9. CREE XLAMP. LED electrical overstress.
URL: https://www.cree.com/led-components/media/documents/XLamp_Elec_Overstress.pdf (Accessed 03.02.2020).
10. FORD D. The secret world of oscilloscope probes. *SiliconChip*. October 2009. Pp. 16-23.
- 11 Gate Driver ICs IR2304. URL: <https://www.infineon.com/cms/en/product/power/gate-driver-ics/ir2304/> (Accessed 03.03.2020).
12. Rons B. Trends in the production of tantalum capacitors from EXXELIA FIRADEC. *Vestnik elektroniki*. 2015. No 2. Pp. 22-25. (Rus)

Надійшла 06.04.2020
Остаточний варіант 20.07.2020

INCREASING IMMUNITY TO NOISE AND INDUSTRIAL INTERFERENCE OF HIGHLY SENSITIVE MEASURING CHANNELS OF THE SENSOR SYSTEMS

V.G. Melnyk^{1*}, P.I. Borschov^{1**}, V.K. Beliaev^{2***}, O.D. Vasylenko^{1****}, O.V. Slitskiy^{1*****}¹ Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine,

Peremohy Av., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: melnik@ied.org.ua² National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine,

Heroyiv Oborony st., 15, Kyiv, 03041, Ukraine.

The article discusses the new construction principles of the highly sensitive and high-speed electronic channels for sensor measuring systems with parallel-sequential conversion of the dynamic informative signals of direct or alternating current in wide ranges of its amplitude and frequency. The possibilities of improving suppression of noise and the interferences on industrial power frequency with several methods of processing the obtained data shown analytically and experimentally. A prototype of a unified basic module of the measuring channel described, intended for the implementation of information-measuring systems for various purposes; its main characteristics are given. References 7, figures 14, table 1.

Key words: signal conversion, measuring channel, sensor systems, sensitivity, interference.

Introduction. An important requirement for the electronic channels of accurate measuring systems with sensors is the combination of high sensitivity and selectivity with respect to the informative parameter of the input signal with a sufficient conversion rate, which should correspond to the informative part of its frequency spectrum. This is because the relative changes in the informative parameters of accurate and stable sensors are limited, as a rule, by a few percent of the value of the test signal, which, in turn, is subject to amplitude limitations. At the same time, controlled processes are often dynamic and have a wide range of values, and external and internal noise interference, as well as power frequency interferences with frequencies of 50 (60) Hz, are superimposed on the informative signal. Additional requirements are the need to obtain data in real time, the simplicity of the equipment, reducing its energy consumption.

The solution to such problems is relevant in the development of monitoring and automatic control systems in industry and infrastructure, for environmental research, biotechnology and medical diagnostics. The specified conditions for performing measurements require high productivity and noise immunity of the secondary measuring conversion of the informative parameters of the sensors.

The content of this work is to study the possibilities of increasing the sensitivity and real resolution of the measuring channel for impedance sensors when high measurement rates are required under conditions of significant levels of the power frequency interference and noise. Objective: to assess the sensitivity and noise immunity of the prototype of the developed unified measuring channel for sensor systems that work with weak informative signals in conditions of limited measurement time with different variants of the primary data processing algorithms.

Applied methods and means. The metrological perfection of a sensory measuring instrument evaluate besides sensitivity, selectivity and conversion rate also by a whole range of other characteristics. First of all, these are functional capabilities - ability to implement some set of measurement methods of various physical quantities with various types of the impedance sensors. Among them is also noise immunity, which determined by the error of the averaged measurement results due to deviations of the zero offset, non-linearity and steepness of the channel conversion characteristics from the nominal values under the influence of various interference. Important parameters are the range and relative discreteness of measurements (number of scale divisions of the device), the level of test signals on the sensor. Achieving a

higher level of each of the characteristics (moreover, several at the same time) is important for the development of measuring technology and therefore is the subject of many studies. However, each improvement in performance is associated with certain costs; therefore, the realities of the practical application of the created devices require a balance of their technical and economic indicators to achieve economic feasibility and competitiveness of measuring instruments.

A promising way for measuring electrical and other physical quantities is using impedance sensors (capacitive, resistive, inductive, as well as having a complex nature of impedance), which supply by AC test signals [1]. Secondary converters of their output signals based on direct conversion methods (ammeter - voltmeter, etc.), measurement methods using AC bridges, as well as on combined methods [2 – 5]. The using of a sinusoidal alternating current reduces errors from unstable parameters of the measuring circuits, allow optimizing the operating mode of the sensors (including taking into account the type of interference) and improve the noise immunity of the channel. With such measurements, useful information is contained both in the amplitude and in the phase of the signals, what increases their information content. Effective extraction of this information can be done by correlation methods, which can simply be implemented using synchronous detectors.

The measuring channel realizes the informative signals conversion in the measuring-information system, so it is the interface between the object of measurement and digital means of data collection and processing. The examples of devices that meet the trends of them development are given in [6 – 9]. However, the existing solutions do not allow unifying the measuring channel for a wide range of tasks, in particular, in cases of weak informative signals, limited measurement time, strong industrial influences.

On these principles, the Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine developed and successfully applied unified basic measuring channels for solving complex problems, which ensure economic efficiency of devices while meeting high requirements simultaneously for several of the above-mentioned characteristics. In these devices, the test signal and reference signals of synchronous detectors are generated by a digital-to-analog generator of quasi-sinusoidal voltage, and the informative signal is converted by a phase-selective micro-voltmeter based on a highly sensitive (“multi-slope”) integrating ADC with a key synchronous detector at its input [10, 11].

As a rule, during the operation of the ADC, only part of the input signal energy it use to extract information. The remaining energy is lost during the comparison of the extracted signal with the reference and in the processing of the comparison data. More effective is using parallel-serial conversion of the sensor signals using several ADCs. The instruments, based on this principle allow increasing the sensitivity and speed of measurements for solving important problems in the fields of biomedical measurements and technical diagnostics [12, 13].

The measuring channel, which considered in [12], use three 18-bit integrating ADCs of the MAX-132 type in the various measurement mode at a speed of 100 samples per second. Some important characteristics of such channel evaluated. The possibility of a deep suppression of power frequency interferences (50 or 60 Hz) by averaging two adjacent samples obtained from each ADC shown and experimentally confirmed. In [13], measurement methods for monitoring the parameters of moving objects under high interference consider when the interaction time of the measurement object with the sensor is limited.

In fig. 1 shows the structure of a signal conversion unit of a base measurement channel with three ADCs. The sensor S is included in the measuring circuit of the secondary converter ST, to which a sinusoidal test signals TS supplied from the GTS generator. The amplitude TS is determined by the stable output voltage of the reference voltage source SRV. The TS frequency chose optimal for the applied sensor and the method of obtaining an informative signal. GTS clocking perform by TI pulses from the MC microcontroller.

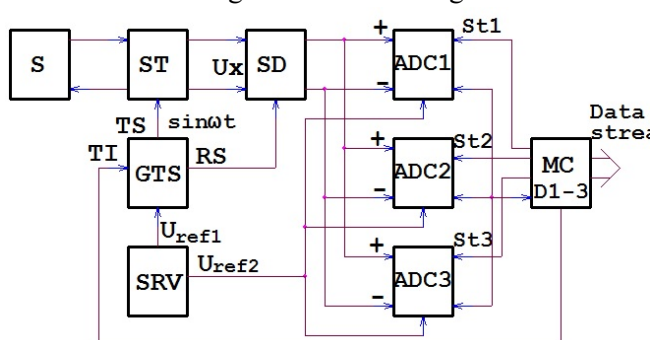


Fig. 1

To perform frequency and phase selection of the quadrature components of informative signal U_X from the ST output, the circuit contains a key synchronous detector SD, which is supplied the reference RS signal from the GTS generator (rectangular meander signal, common mode or quadrature to TS). This allows us to distinguish two components (Re and Im) of the informative sensor signal (for this type ADC at frequencies above 50 Hz). At lower frequencies, the RS reference signal of the synchronous detector fixed in one of two

possible states depending on polarity the constant bias of the input signal.

The SD output signal is converted to digital code in parallel by three integrating (multi-slope) ADC1, 2, 3. The conversion start in each of these ADCs is performed sequentially (cyclically), after the end of the integration phase in the ADC, which was launched earlier. The duration of this phase for this type of ADC is 1/3 of the conversion cycle duration (10 ms), therefore, the integration of the informative signal is performed continuously, with duration of each samples of 3.3 ms. The frequency of data output (U_X samples) by the conversion unit is also 3.3 ms. This sampling speed allows you to select and analyze signals with a frequency spectrum up to 150 Hz using samples of their averaged values with that intervals. To bind the received data stream to real time or to processes in the monitoring object, synchronization of the ADC conversion cycles start is possible by an external signal, which can connect to the microcontroller [13].

Fig. 2 shows the timing diagrams of the functioning of the measuring channel at a clock frequency of about 200 kHz (the conversion cycle in this case is 10 ms, which corresponds to a power network frequency of 50 Hz). The first line marks the moments when the controller issued commands to start conversion cycles. The second, third, and fourth lines show the arrangement of the integration phases in the first, second, and third ADCs, respectively. The following lines show the moments of data output for different methods of their processing.

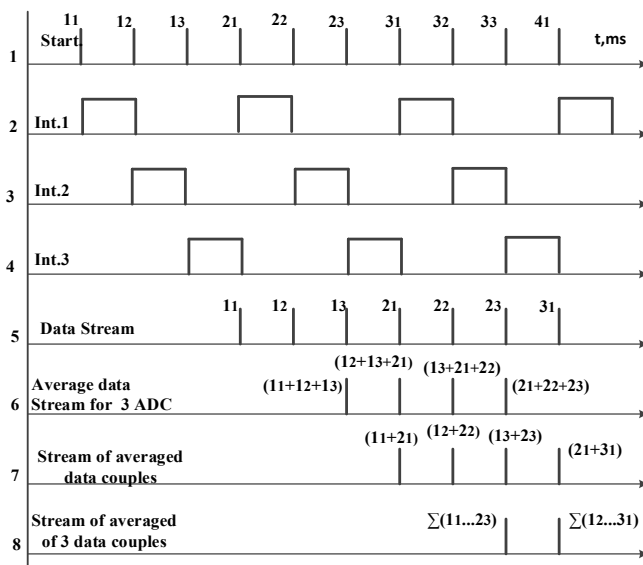


Fig. 2

of adjacent samples from each of the ADCs also makes it possible to narrow the noise band of the channel and additionally suppress power frequency interferences, but the establishment of measurement results after changes in the sensor signal occurs after approximately 16 ms (line 7). Averaging the samples of three ADCs for two adjacent conversion cycles provides the most suppression of the indicated interference and minimal noise bandwidth (line 8). The frequency of data output remains the same in all cases, but the response time of the channel to a step change in signal changes. In the latter case, it is 20 – 30 ms.

The study of power frequency interference suppression with changes of its frequency. For maximum suppression of the interferences with power frequency, the interval between adjacent integrations of each ADC should be exactly equal to half the voltage period in the power network. We can achieve this by appropriate selection of the clock frequency of the ADC and the moments of issuing commands for performing measurement cycles, taking into account the algorithm of the ADC. However, in real conditions, the voltage frequency in the network varies within a few tenths of Hz.

Let us determine the dependence of the suppression degree of network interference on the difference between the real frequency of the voltage in the network and its nominal value of 50 Hz using the method of averaging pairs of ADC samples following at intervals of 10 ms. The instantaneous values ΔU_I of the residual interference signal can be represented by the following expression:

$$\Delta U_I = \frac{U_I \sin(2\pi f_I(t + \Delta t) + \varphi) + U_I \sin(2\pi f_I t + \varphi)}{2}, \quad (1)$$

were: U_I and f_I are the amplitude and frequency of the interference on the channel output; t is the time; Δt is the interval between samples (10 ms); φ is the phase of the interference.

We performed the numerical (computer) simulation of the power frequency interference suppression by using the MATHCAD package to visualize the studied dependence. The amplitude of the interference we assumed unity. The arrays of 50 values we calculated by expression (1) for interference frequency from 49 to 51 Hz and for different phases of the interference. For each array of data, the maximum and average relative

values of the residual interference level were determined. The maximum values characterize the error of a single sampling under registration of relatively rapidly changing values. Average values characterize the measurement error of static values, when there is the possibility of averaging the results.

Fig. 3 shows graphs of the dependences of the maximum relative values ΔU_I of the residual interference on the network frequency (in Hz) at phase values φ equal to 0° (a), 30° (b), 90° (c). As can be seen in the graphs, the dependence of the maximum values of the residual interference amplitudes on the frequency (0.031) is practically independent of the phase of interference. Differences are observed only at frequencies of 50.1 Hz and 50.2 Hz, however, they are insignificant.

Fig. 4 shows graphs of the dependences of the average relative values of residual interference on the network frequency for values of φ equal to 0° (a), 30° (b), 90° (c). The maxima of the average values significantly depend on the phase of the interference. The maximum values (of 0.01) take place for interference with a phase of 90° at frequencies of 49.5 Hz and 50.5 Hz.

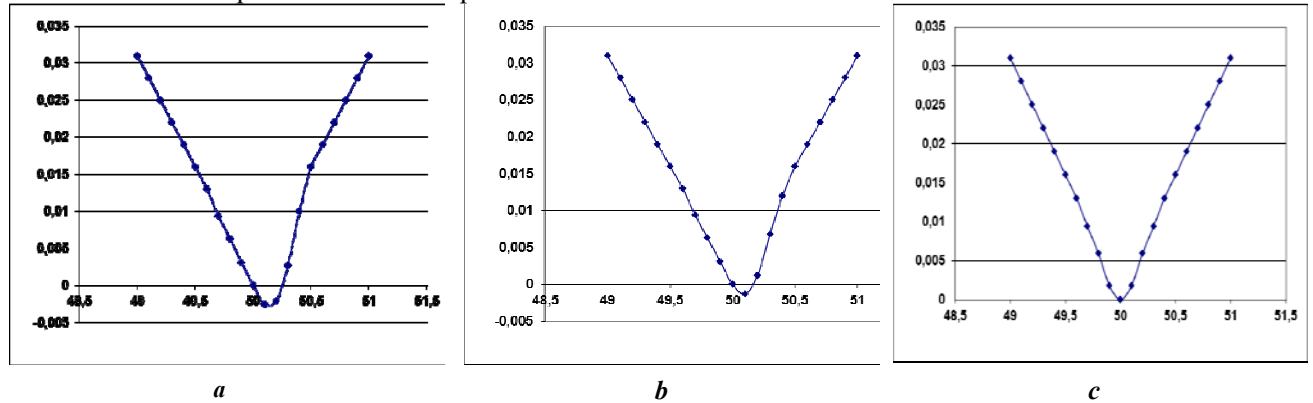


Fig. 3

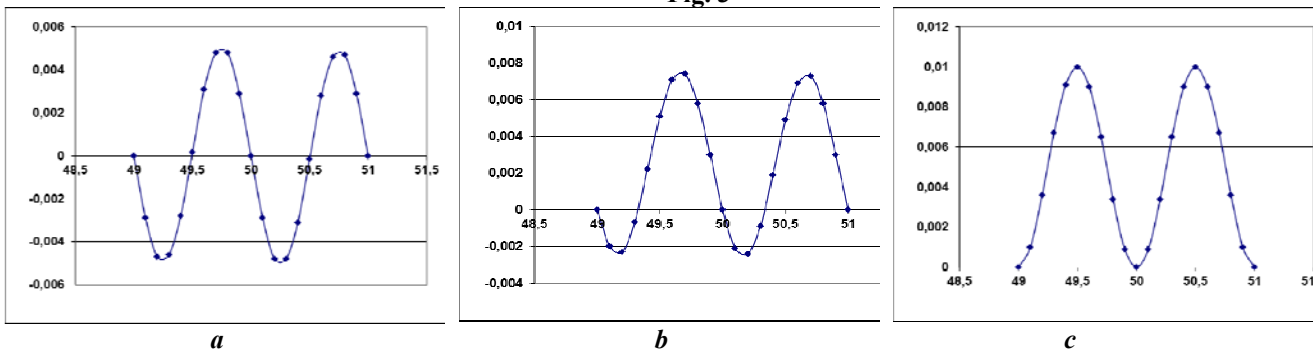


Fig. 4

When the integrating ADC using in the measuring channel, it sample the signal not at one point, but on the certain interval of the sinusoidal voltage of the network interference. When using ADC MAX-132 manufactured by MAXIM, the minimum integration time is about 3.33 ms with a measurement cycle time of 10 ms. In this case, expression (1) takes the following form:

$$\Delta U_I = \frac{U_I}{2} \cdot \frac{\int_t^{t+\Delta t/3} \sin(2\pi f_1 t + \varphi) dt + \int_{t+\Delta t}^{t+4\Delta t/3} \sin(2\pi f_1 t + \varphi) dt}{\Delta t / 3} \quad (2)$$

After integration, we obtain an expression for the measurement result:

$$\Delta U_I = \frac{U_I}{2} \cdot \frac{\cos(2\pi f_1 t + \varphi) - \cos(2\pi f_1 (t + \Delta t / 3) + \varphi) + \cos(2\pi f_1 (t + \Delta t) + \varphi) - \cos(2\pi f_1 (t + 4\Delta t / 3) + \varphi)}{2\pi f_1 \Delta t / 3} \quad (3)$$

Fig. 5 shows graphs of the dependences of the maximum relative values of the residual interference on the frequency of the power network when using one integrating ADC for values of φ equal to 0° (a), 30° (b), 90° (c).

Similar to the case of measuring the instantaneous values of the signals, the maximum values of the residual interference are practically independent of the phase of the interference. The chart maxima occur at the extreme frequencies of the range and are 0.03, i.e. practically do not differ from the maxima determined for the previous case.

Fig. 6 shows graphs of the dependences of the average relative values of the residual interference on the interference frequency when using one integrating ADC for values of φ equal to 0° (a), 30° (b), and 90° (c).

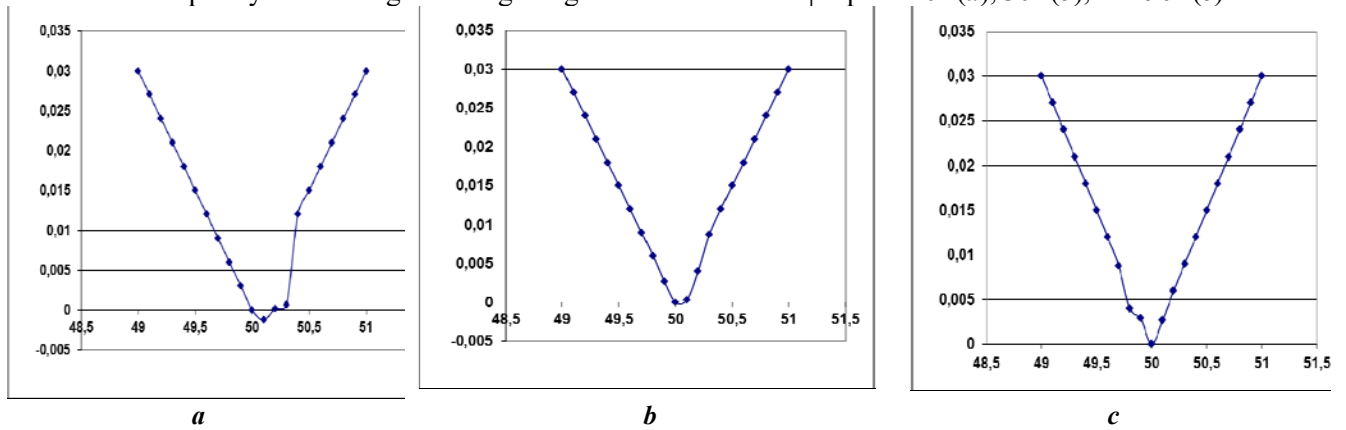


Fig. 5

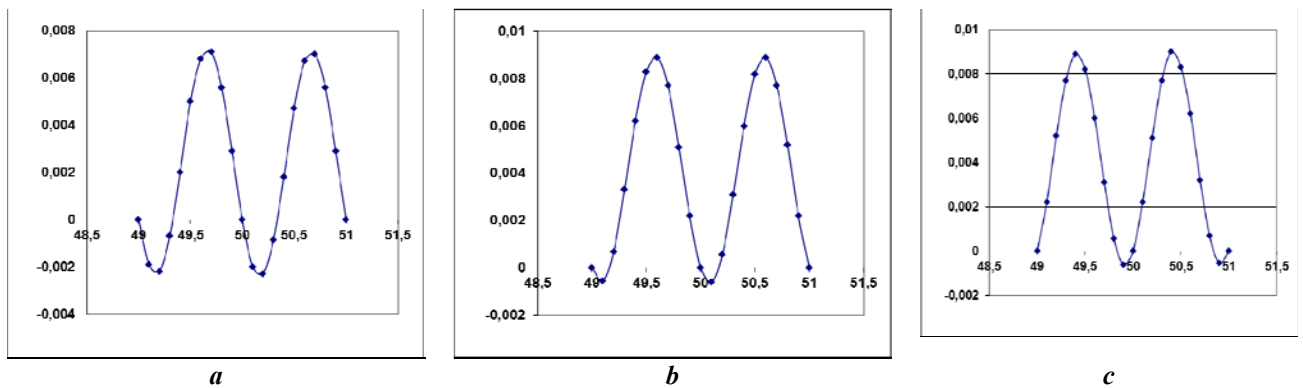


Fig. 6

We can see from the graphs in Fig. 6, that the maxima of the average relative values of interference are practically independent of the phase of the interference. The maximum values at the level of 0.009 are observed near the frequencies of 49.5 Hz and 50.5 Hz. In parallel-serial processing of signals using three ADCs, their integration intervals are shifted by $\Delta t/3$. If we take (3) as an expression for the residual signal at the output of the 1st ADC (ΔU_P), then the expressions for the residual signals of the 2nd and 3rd ADCs will look like:

$$\Delta U_{I2} = \frac{U_I}{2} \cdot \frac{\cos(2\pi f_I(t + \Delta t/3) + \varphi) - \cos(2\pi f_I(t + 2\Delta t/3) + \varphi) + \cos(2\pi f_I(t + 4\Delta t/3) + \varphi)}{2\pi f_I \Delta t/3} - \frac{\cos(2\pi f_I(t + 5\Delta t/3) + \varphi)}{2\pi f_I \Delta t/3} \quad (4)$$

$$\Delta U_{I3} = \frac{U_I}{2} \cdot \frac{\cos(2\pi f_I(t + 2\Delta t/3) + \varphi) - \cos(2\pi f_I(t + \Delta t) + \varphi) + \cos(2\pi f_I(t + 5\Delta t/3) + \varphi)}{2\pi f_I \Delta t/3} - \frac{\cos(2\pi f_I(t + 2\Delta t) + \varphi)}{2\pi f_I \Delta t/3} \quad (5)$$

Fig. 7 shows graphs of the dependences of the maximum relative values of the residual interference on frequency when using three integrating ADCs for values of φ equal to 0° (a), 30° (b), and 90° (c).

The graphs on fig. 7 practically repeat the graphs in fig. 5, except that all values are 1.5 times smaller. We can explain this by the effect of averaging three samples.

Fig. 8 shows graphs of the dependences of the average relative values of residual interference on the frequency when using three integrating ADCs for values of φ equal to 0° (a), 30° (b), 90° (c).

We can see from the graphs in fig. 8, the maxima of the average values of the interference substantially depend on the phase of the interference. The maximum value of 0.0065 has residual interference with a phase of 0° at frequencies of 49.5 Hz and 50.5 Hz.

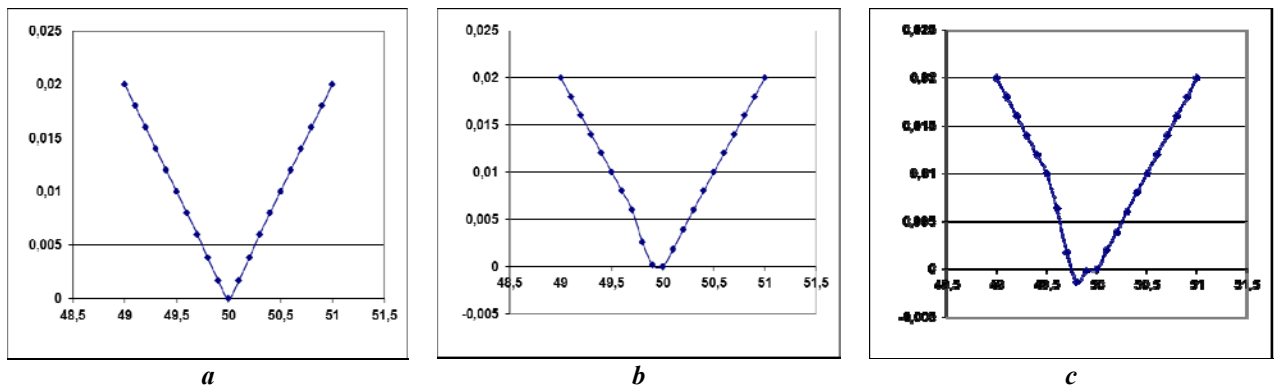


Fig. 7

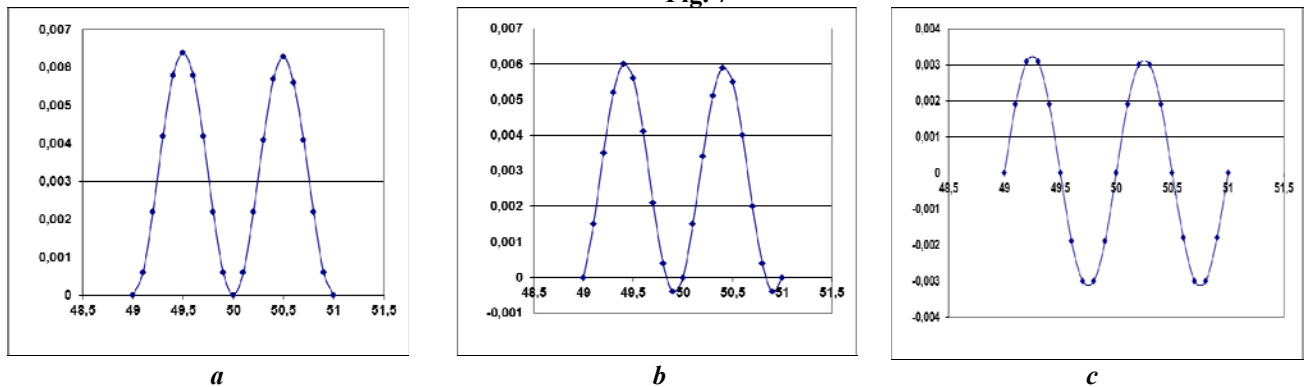


Fig. 8

Table contains data on the degree of suppression of power frequency interferences with the largest changes in the frequency of the power network (49 Hz and 51 Hz) for the three cases considered. From this table it follows that the effectiveness of the first two measurement methods is almost the same, and the third method is more than 1.5 times effective for suppression of network interference. We can achieve suppression of power frequency interferences up to 300 – 500 times in the range of normal variations of the network frequency (± 0.2 Hz) in the latter case.

Measurement Method	Interference Suppression Factors (times)	
	Averaging two adjacent samples.	Averaging over 50 periods of interference.
Instantaneous measurement	32	100
One integrating ADC	33	111
Three ADCs with parallel-serial conversion	50	153

Experimental studies of the characteristics of the basic measuring channel. The structure and principle of operation of the measuring unit with parallel-serial conversion of informative signals described above were the basis for the prototype of the unified basic measuring module MXP-6, which is being developed at the Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine. The instrument intended for precision measurements in a wide frequency range (0 – 1 MHz) of voltage, current, parameters of electrical impedance, as well as various non-electrical quantities using sensors in information systems of technological and biomedical purposes.

The experimental complex for studying the potential metrological characteristics of the measuring channel consists of an MXP-6 module and a computer connected via a USB interface. In addition to the elements shown in Fig. 1, the MXP-6 base module contains power supplies, interface block, a precision divider for the test voltage based on the AD7945 multiplying DAC, signal switches, a control keyboard, and an alphanumeric display. The secondary converter ST (or the measuring circuit, if the sensor is missing) is a replaceable unit that adapts the base module to a specific task. In our case, the adder of the informative signal and interference on the operational amplifier with voltage dividers at the corresponding inputs, which allow you to change the signal amplitudes and interference from 0 to 0.5 V, serves as such a block. The informative signal is simulated by normalizing the voltage TS from the GTS generator. An interference voltage with a frequency of 50 Hz we obtained from the voltage of the power network through a transformer. The frequency of the test signal set by selecting the clock frequency TI. To study the conversion

characteristics in the entire dynamic range of the measuring channel (± 0.5 V), this unit also contains the generator of the adjustable, linearly varying voltage.

The MC controller program carries out the control of the signal conversion process in the base module, the primary digital processing of the received data (including averaging) and the transfer of measurement results to the computer. The computer application program performs general control of the measurement process (setting modes, issuing commands, receiving data, accumulating them, recording and graphical presentation).

Fig. 9 – 14 show graphically the data obtained on an experimental setup with various combinations of an informative signal and power frequency interference for the measurement modes described above. On the horizontal axis, the one unit of the scale is 3.33 ms (fig. 9, *c, d* and fig. 13) or 10 ms (other fig.); along the vertical axis, the one unit of the scale corresponds to 2 μ V.

Figure 9 shows the data obtained in the absence of an informative signal and interference: 9, *a* – using one ADC without averaging the results; 9, *b* – with averaging of pairs of results of one ADC for two adjacent cycles; 9, *c* is the total data stream of three ADCs without averaging the results; 9, *d* – the total data stream of three ADCs with averaging the pairs of results of each ADC in two adjacent cycles; 9, *e* is the total data stream of three ADCs with averaging the results for one conversion cycle; 9, *f* – the total data stream of three ADCs with averaging with averaging of all results obtained in two adjacent cycles. The presented graphs characterize the random additive error of the measuring channel, which the action of internal noise causes.

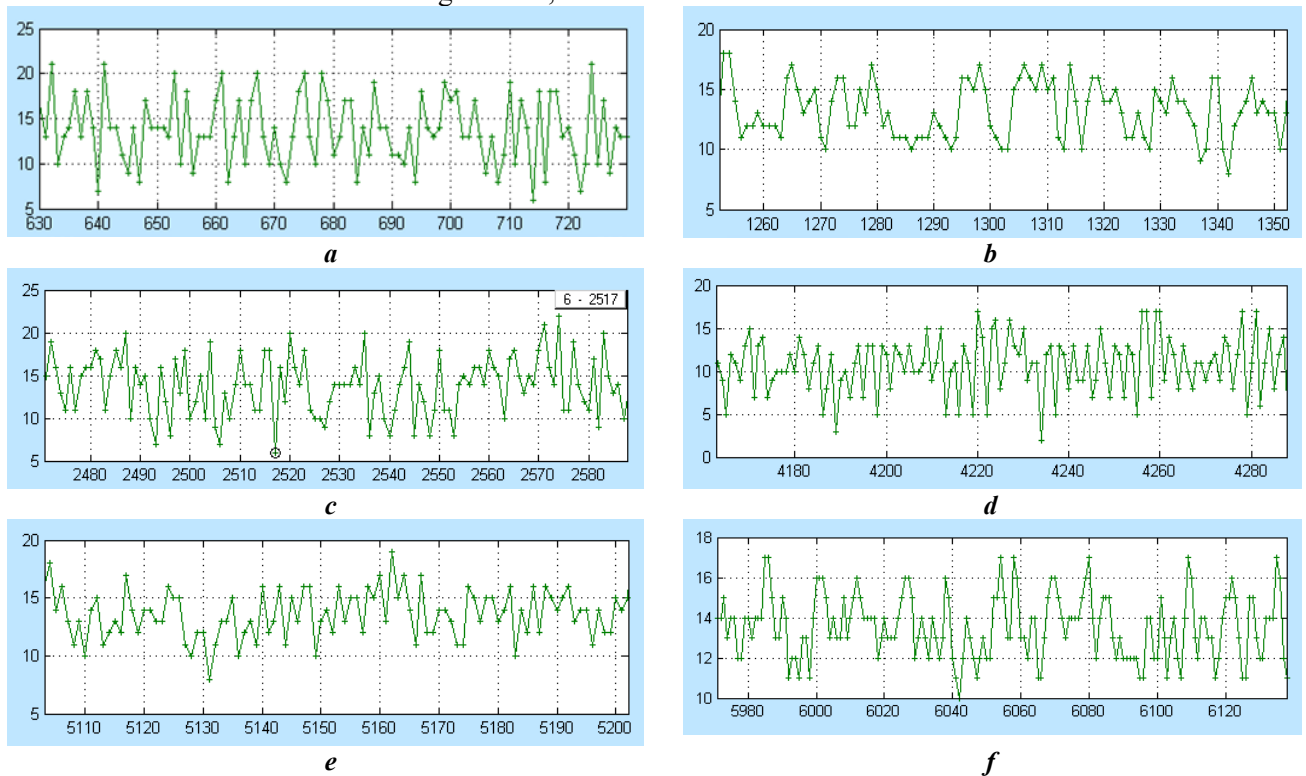
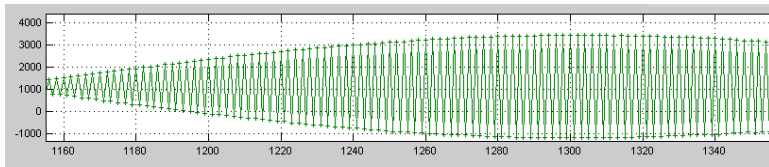


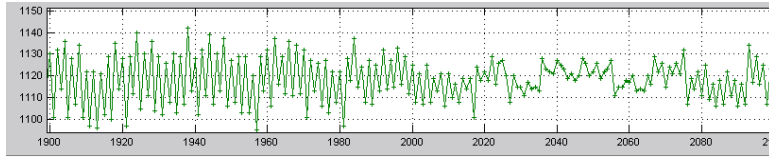
Fig. 9

Figure 10 shows the interference conversion data with a frequency of 50 Hz and an amplitude of 5 mV: 10, *a* – using one ADC without averaging the results; 10, *b* – with averaging of the pairs of results of one ADC for two adjacent cycles; 10, *c* – with averaging the results of the conversion of three ADCs for two adjacent cycles. The vibrations of the samples of interference are due to the difference in the frequencies of the voltage in the power network and the conversion cycles of the ADC (in this case, about 0.15 Hz).

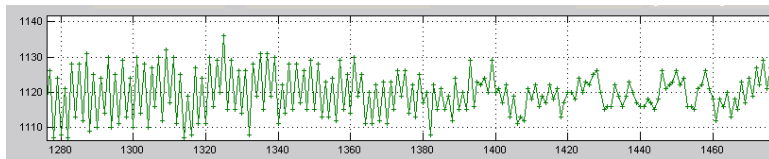
Figure 11 shows the waveforms of the simulated an informative signal with a frequency of 4 Hz and an amplitude of 100 μ V and 20 μ V: 11, *a* – without the presence of the power frequency interference, using one ADC without averaging the results; 11, *b* – without the presence of the power frequency interference, with averaging the results of the conversions of three ADCs in two adjacent cycles; 11, *c* – in the presence of the power frequency interference with an amplitude of 5 mV and with averaging of the pairs of results of one ADC for two adjacent cycles; 11, *d* – in the presence of the power frequency interference with an amplitude of 5 mV and with averaging the results of the conversion of three ADCs in two adjacent cycles.



a



b



c

Fig. 10

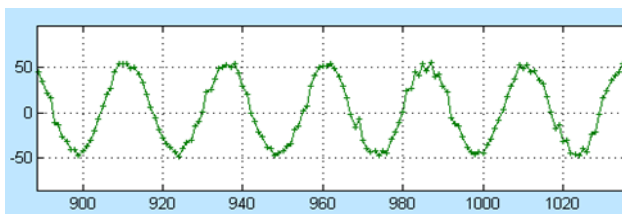
Analysis of the experimental studies results. The purpose of the analysis is to assess the compliance of the experimental results with the above initial assumptions and the results of computer modeling.

Fig. 9 show a 1.4-fold decrease in sample variations (pic-to-pic) due to pairwise averaging of the results of each ADC in adjacent conversion cycles, and decrease of no less than 1.5 times due to averaging the results of three ADCs per cycle transformations. The variance of the samples decreases even more significantly. Due to both of these operations, more than twofold decrease in random error and increasing in the resolution of the measuring channel we have achieved in comparison with devices where one ADC is used. A triple increase in the sampling frequency achieved without a significant change in

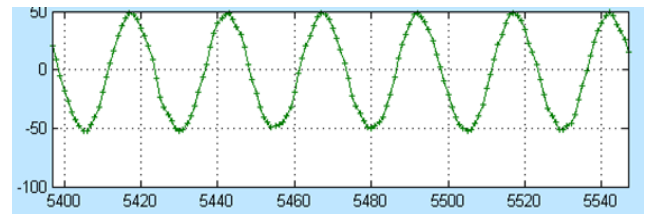
resolution.

Fig. 10 show real suppression of power frequency interference by 150 and 300 times for 2 modes of the channel operation within normal deviations (± 0.2 Hz) of voltage frequency in a power network, which is in good agreement with the data obtained by computer simulation of the developed measurement method.

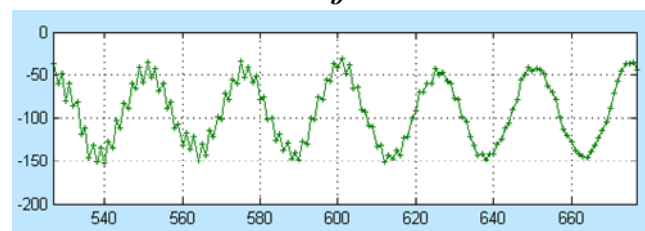
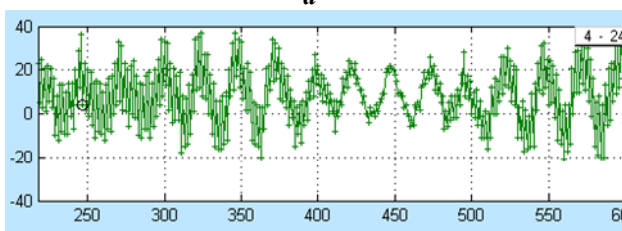
Fig. 11, *a, b* show the possibility of significant improving the quality of selection of a weak dynamic signal using the developed device. On the fig. 12, *c, d* demonstrate the possibility of assured detecting an informative signal of $20 \mu\text{V}$ and measuring with error about 10% of the signal of $100 \mu\text{V}$ against the background of suppressed power frequency interference with an initial value of 5 mV .



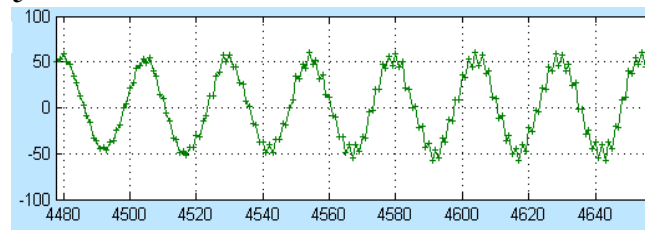
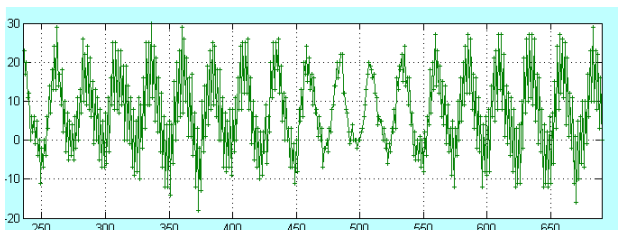
a



b



c



d

Fig. 11

To obtain stable and reliable measurement results using the integrating "multi-slope" ADC MAX-

132, it is necessary to take into account some features of the conversion characteristics of this device that we studied earlier [10, 11]. The most essential question for achievement of good linearity of the conversion characteristic and sensitivity of devices is the presence on this characteristic of areas with increased dispersion of samples due to single or continuous jumps of the conversion results by values up to 10 – 20 units of scale. The most noticeable of these areas have length of about 20 units of discreteness and it repeats over the entire characteristic with an interval of about 64 units (fig. 12, *a, b*). When scanning such areas with averaging of significant number of measurement results, the stairs on the obtained characteristic (about 10 units) are formed that represent the special differential nonlinearity. If we do not perform averaging of a significant number of results, as in our case, we have at all points of such areas increasing of the random error. As we assume, the reason for this dispersion is the instability of fixing the values in the lower bits of the ADC, starting with the thirteenth under the influence of internal noise.

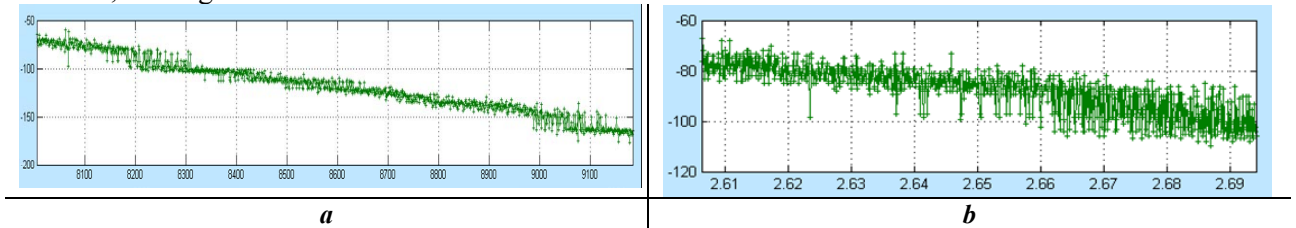


Fig. 12

Fig. 13, *a* show a part of the characteristic of the developed basic measuring channel with three ADCs in the mode of 300 samples per second. In fig. 13, *b, c* shown the oscillograms of a sinusoidal signal with amplitude of 100 and 20 μV , obtained with its help. In this case, the areas with increased dispersion of the three ADCs are shifted relative to each other and the deviations of the results from the average values are within $\pm (0.002 - 0.003) \%$. However, in some cases, such areas can overlap each other, which lead to increasing in the variance of the samples (Fig. 13, *d*).

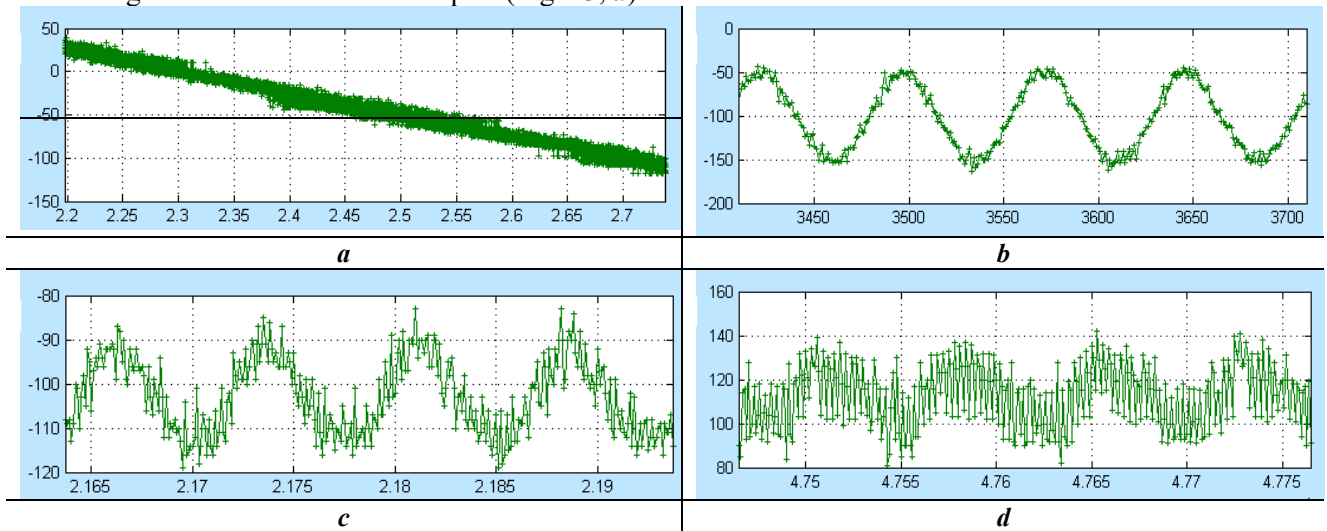


Fig. 13

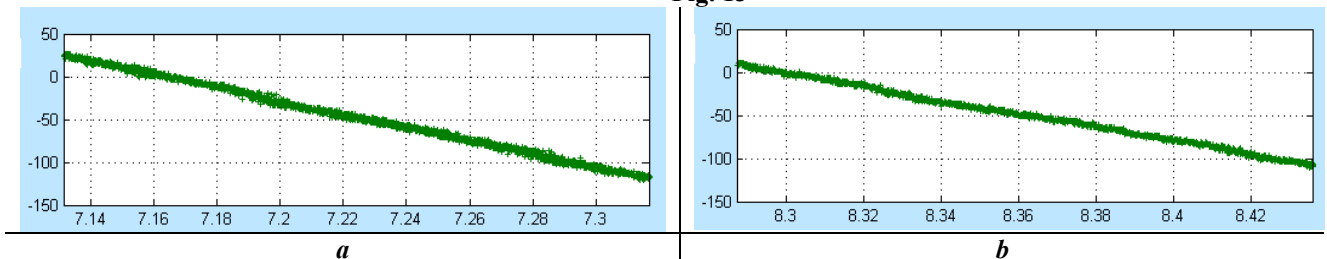


Fig. 14

With particularly high requirements for the measurement speed and resolution of the device, such overlays we can eliminate by a small adjustment of the ADC zero offset. In the operating modes of the developed measuring channel with averaging the results of three ADCs, the problem of increasing the dispersion of samples the problem is practically absent. Fig. 14 show areas of its characteristics similar to that shown in fig. 13, *a*. Diagram “a” corresponds to the mode of averaging the results of three ADCs in one

conversion cycle, and diagram “b” corresponds to averaging of the results of two such cycles. In the first case, the random error (resolution of the channel) does not exceed $\pm 0.002\%$ of the full scale ($\pm 260\,000$ discrete units) at the measurement speed of 100 samples per second, and in the second case, it does not exceed $\pm 0.001\%$ at the measurement speed of 50 samples in second.

Conclusion. Using the proposed parallel-serial signal conversion using several integrating ADCs allows you to more fully use the information, which it carry, and thereby to increase the measuring speed of channel (multiply of the number of ADCs) or its resolution with respect to random interference.

The method of the power frequency interference suppressing by averaging samples of an informative signal with an interval of 10 ms. allows to reduce the amplitude of such interference up to 300 times in the range of power frequency variations ± 0.2 Hz.

The developed structure and operation algorithm of the signal conversion unit provide for the implementation of several measurement modes and methods for processing the obtained results, which allows optimizing in the conditions of the problem being solved the speed of measuring and noise in the measuring channel and increase suppressing of the influence of the electric network.

The developed unified basic module for sensor systems, in which such a conversion perform, allows determining the parameters of DC and AC signals in the range of ± 0.5 V at a real resolution of up to 5 – 10 μV by the voltage at the output of the measuring circuit. The maximum measurement speed of this device is 300 samples per second (with minimal resolution 10 – 20 μV and without suppression of power frequency interference). In measurement modes with suppression of power frequency interference, the speed of outputting the results is 100 counts per second, and the time of complete establishment of data at the output of the device increases to 20 ms. The synchronization of sampling of an informative signal by external digital signal could be carried out.

Роботу виконано за рахунок коштів бюджетної програми «Інформаційно-вимірювальні системи і метрологічне забезпечення в електроенергетиці» (КПКВК 6541030).

1. Marco Carminati. Advances in High-Resolution Microscale Impedance Sensors. *Journal of Sensors*. 2017. No 11. Pp. 1-15. DOI: <https://doi.org/10.1155/2017/7638389>
2. Surdu M.M., Monastyrskiy Z.Ya. Variational methods for improving the accuracy of immitance meters. Kyiv: Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, 2015. 385 p.
3. Surdu M. Variational Calibration. IntechOpen, 2018. DOI: <https://doi.org/10.5772/intechopen.74220>
URL: <https://www.intechopen.com/books/metrology/variational-calibration> (accessed at 31.01.2020)
4. Pokhodylo Ye.V., Khoma V.V. CLR-meters with imittance-voltage transformation. Lviv: Lviv Polytechnic, 2011. 292 p.
5. Vasilenko A.D., Melnik V.G., Novik A.I., Semenycheva L.N. Increasing of resolution of an immitans measuring channel. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 1. Pp. 70-81. (Rus).
6. Doerner S., Schneider T., Hauptmann P.R. Wideband impedance spectrum analyzer for process automation applications. *Review of Scientific Instruments*. 2007. Vol. 78. Iss. 10. DOI: <https://dx.doi.org/10.1063/1.2785845>.
URL: <http://aip.scitation.org/doi/abs/10.1063/1.2785845> (accessed at 21.02.2020)
7. Hoya J., Lentka Gr. Interface circuit for impedance Sensors using two specialized single-chip microsystems. *Sensors and Actuators A: Physical*. 2010. Vol. 163. Iss. 1. Pp. 191-197.
DOI: <https://doi.org/10.1016/j.sna.2010.08.002>
8. Palmsens BV Netherlands. URL: <https://www.palmsens.com/product/palmsens4/> (accessed at 21.02.2020)
9. SinePhase Impedance Analyzer 2097k | LCR Meter.
URL: <https://sinephase.com/impedance-analyzer-model-2097k-lcr-meter/> (accessed at 11.02.2020)
10. Melnik V.G., Semenycheva L.N. Improving of accuracy of the impedance measuring in the channels of the direct conversion with narrow scale range. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2011. No 3. Pp. 73-80. (Rus).
11. Melnyk V.G., Slitskiy A.V. Increasing of linearity of the highly sensitive impedance-measuring systems with sensors. *Sensor Electronics and Microsystem Technologies*. 2016. Vol. 13. No 3. Pp. 80-90. (Rus)
URL: <http://semst.onu.edu.ua/article/viewFile/78648/89418> (accessed at 21.02.2020).
12. Melnik V.G., Borshchev P.I., Vasylenko A.D., Slitskiy A.V. Optimization of the structure and algorithm of the work of the highly sensitive multisensors system with impedance transducers. *Sensory Electronics and Microsystem Technology*. 2018. V. 15. No 4. Pp. 100-109. DOI: <http://dx.doi.org/10.18524/1815-7459.2018.4.150520> (Rus).
13. Melnik V.G., Borschov P.I., Vasylenko A.D., Slitskiy A.V. Increasing of the performance of measuring systems with capacitive sensors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 2. Pp. 82 - 87.
DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.02.082>. (Rus).

ПІДВИЩЕННЯ СТІЙКОСТІ ДО ДІЇ ШУМІВ І ІНДУСТРІАЛЬНИХ ЗАВАД ВИСОКОЧУТЛИВИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ СЕНСОРНИХ СИСТЕМ

В.Г. Мельник¹, докт. техн. наук, П.І. Борщов¹, канд. техн. наук, В.К. Беляєв², канд. техн. наук, О.Д. Василенко¹, канд. техн. наук, О.В. Сліцький¹

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
Проспект Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

Е-mail: melnik@ied.org.ua

² Національний університет біоресурсів та природокористування України,
Вул. Героїв Оборони, 15, Київ, 03041, Україна.

В статті розглядаються нові принципи побудови високочутливого і швидкодіючого електронного каналу сенсорних вимірювальних систем з паралельно-послідовним перетворенням динамічного інформативного сигналу постійного або змінного струму в широких діапазонах його амплітуди і частоти. Аналітично та експериментально показані можливості поліпшення придушення шумів і завад силової мережі за декількох способах обробки отриманих даних. Описано прототип уніфікованого базового модуля вимірювального каналу, призначений задля реалізації інформаційно-вимірювальних систем різного призначення, наведені його основні характеристики. Бібл. 7, рис. 14, табл. 1.

Ключові слова: перетворення сигналів, вимірювальний канал, сенсорні системи, чутливість, завада.

ПОВЫШЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ К ДЕЙСТВИЮ ШУМОВ И ИНДУСТРИАЛЬНЫХ ПОМЕХ ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КАНАЛОВ СЕНСОРНЫХ СИСТЕМ

В.Г. Мельник¹, докт. техн. наук, П.И. Борщов¹, канд. техн. наук, В.К. Беляев², канд. техн. наук, А.Д. Василенко¹, канд. техн. наук, А.В. Слицкий¹

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
Пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

Е-mail: melnik@ied.org.ua

² Національний університет біоресурсів та природокористування України,
Ул. Героїв Оборони, 15, Київ, 03041, Україна.

В статье рассматриваются новые принципы построения высокочувствительного и быстродействующего электронного канала сенсорных измерительных систем с параллельно-последовательным преобразованием динамического информативного сигнала постоянного или переменного тока в широких диапазонах его амплитуды и частоты. Аналитически и экспериментально показаны возможности улучшения подавления шумов и помех силовой сети при нескольких способах обработки полученных данных. Описан прототип унифицированного базового модуля измерительного канала, предназначенный для реализации информационно-измерительных систем различного назначения, приведены его основные характеристики. Библ. 7, рис. 14, табл. 1.

Ключевые слова: преобразование сигналов, измерительный канал, сенсорные системы, чувствительность, помеха.

Надійшла 10.03.2020
Остаточний варіант 05.11.2020

ПОРІВНЯННЯ МЕТРОЛОГІЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ СХЕМ ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ДЛЯ РЕЗИСТИВНИХ ТЕРМОСЕНСОРІВ

В.І. Латенко¹, канд.техн.наук, І.А. Орнатський¹, канд.техн.наук, С.О. Філь¹,
Є.О. Зайцев^{2*}, докт.техн.наук

¹Український гідрометеорологічний інститут ДСНС України та НАН України,
пр. Науки, 37, Київ, 03028 Україна, e-mail: lat3185@gmail.com

²Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна, e-mail: zaitsev@i.ua

Для пропорційної схеми, у якій опорний резистор використовується задля формування опорної напруги, та канонічної 4-х дротової схеми, де опір опорного резистора вимірюється так само, як опір резистивного термоперетворювача, надаються рекомендації щодо практичного застосування розглянутих схем у інформаційно-вимірювальних системах визначення температури. Показано, що похибка одноканальної пропорційної схеми визначається довгостроковою нестабільністю коефіцієнта підсилення, тоді як результуюча похибка двоканальної канонічної схеми – короткостроковою нестабільністю кількох елементів. Стверджується незначна перевага канонічної схеми за точністю перетворення та за відсутності додаткових вимог до входу опорної напруги, звідки випливають рекомендації щодо практичного застосування розглянутих схем у вимірювачах температури. Бібл. 10, рис. 2, табл. 1.

Ключові слова: резистивний, сенсор, аналого-цифровий, пропорційний перетворювач, вимірювання, похибка

Вступ. Дотримання теплових режимів є невід’ємною складовою усіх енергетичних процесів та обов’язковою умовою задля забезпечення безпеки на виробництві, у постачанні енергії по лініях електропередачі, тощо. Задля забезпечення теплових режимів використовуються інформаційно-вимірювальні системи контролю температури, у яких вимірювання температури зазвичай здійснюється прямим методом оцінки параметрів теплових режимів з використанням спеціалізованих сенсорів температури. Серед цих сенсорів найбільшого розповсюдження набули платинові резистивні сенсори температури, що обумовлено їхніми високими метрологічними характеристиками, а саме: висока точність та стабільність залежності зміни електричного опору від температури у широкому діапазоні – від криогенних до надвисоких температур (тисячі градусів). Задля забезпечення використання метрологічних якостей RTD сенсорів повною мірою потрібні відповідні вторинні вимірювальні перетворювачі (ВВП), які здатні забезпечити високу точність вимірювання. Як високоточні ВВП найбільшого розповсюдження набули пропорційно-вимірювальна (пропорційна) та звичайна 4-х дротова вимірювальна (канонічна) схеми.

Незважаючи на велику кількість публікацій та технічних матеріалів [1–4] щодо метрологічних властивостей цих схем, в них немає досліджень, присвячених порівнянню їхніх метрологічних характеристик, що є актуальною задачею.

Метою роботи є порівняння метрологічних характеристик пропорційно-вимірювальної (пропорційної) та звичайної 4-х дротової (канонічної) схем вторинних вимірювальних перетворювачів RTD сенсорів.

Результати досліджень. Пропорційно-вимірювальну схему ВВП наведено на рис. 1. Відмінною рисою такої схеми є застосування залежності падіння напруги на опорному резисторі R0 від температури, що контролюється як зразкова напруга для аналого-цифрового перетворювача ADC. Зазвичай ADC входить до складу інтегрованої мікросхеми D1 разом з

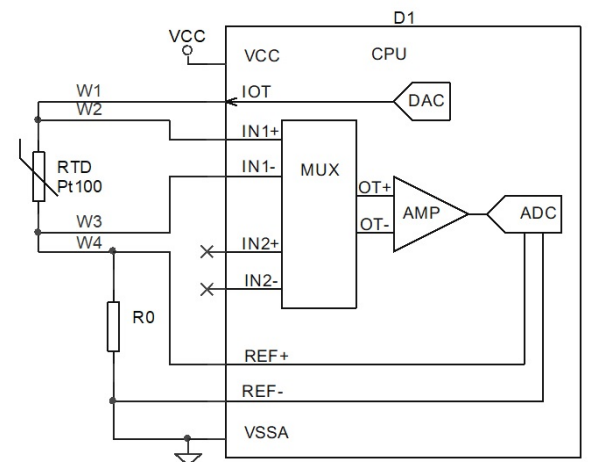


Рис. 1

іншими елементами ВВП та елементами програмного управління аналого-цифровим перетворенням.

У пропорційній схемі ВВП сенсор RTD підключається до ADC через мультиплексор MUX та підсилювач AMP, які також входять до складу інтегрованої мікросхеми D1. Для розгляду принципу дії ВВП вхідні опори каналів мікросхеми D1 вважатимемо ідеально високими. Тоді вимірювальний струм I_0 , що формується на виході IOT перетворювача, протікає послідовно через дріт W1, сенсор RTD, дріт W4, резистор R0 та стікає на загальний контакт схеми. Вимірювальний струм у схемі формується за допомогою цифро-аналогового перетворювача (DAC) із струмовим виходом.

Вимірювальна напруга знімається з RTD через дроти W2 та W3, тоді як струм підводиться через дроти W1 та W4. Таким чином у схемі забезпечується повне 4-х дротове підключення сенсору RTD. Так само розділені ланцюги струму та напруги і у зразковому резисторі R0, що забезпечує його повне 4-х дротове підключення.

Падіння напруги на резисторах можна записати у вигляді

$$U_{R0} = R_0 \cdot I_0, \quad U_{RTD} = R_{RTD} \cdot I_0 \quad (1, 2)$$

де R_0 та R_{RTD} – опори зразкового резистора R0 та сенсора RTD відповідно.

Оскільки опорна напруга у схемі дорівнює падінню напруги на опорному резисторі, то з урахуванням коефіцієнта підсилення K_{AMP} підсилювача AMP числове значення коду на виході ADC запишеться як

$$N_{RTD} = N_{ADC} K_{AMP} R_{RTD} R_0^{-1}, \quad (3)$$

де N_{ADC} – максимальне значення коду ADC.

Отримане значення за виразом (3) містить співвідношення опорів сенсора RTD та опорного резистора у цифровому виді. Використовуючи отримані результати (3), розраховується опір сенсора за наступним виразом:

$$R_{RTD} = N_{RTD} K_{AMP} R_{RTD} R_0^{-1}. \quad (4)$$

Канонічну схему підключення RTD до ADC наведено на рис. 2. Задля побудови схеми використовуються елементи мікропроцесорного аналого-цифрового перетворювача аналогічно пропорційній схемі. Відмінність схеми полягає у тому, що зразковий резистор R0 підключається до ADC через аналоговий мультиплексор MUX за такою самою 4-х дротовою схемою, що й сенсор RTD, а опорна напруга ADC береться від внутрішнього джерела живлення. Входи зовнішньої опорної напруги у цій схемі не використовуються.

У канонічній схемі вимірювальний струм протікає через послідовно з'єднані опори RTD та R0, створюючи падіння напруг у відповідності до виразів (1) та (2) пропорційної схеми. Вимірювання цих напруг здійснюється окремо за підключення до ADC по чергово RTD та опорного резистора. За незмінних параметрах схеми значення коду ADC матимуть вигляд відповідно%

$$N_{RTD} = N_{ADC} (K_{AMP} \cdot I_0 \cdot R_{RTD}) / U_{REF}, \quad (5)$$

$$N_{R0} = N_{ADC} (K_{AMP} \cdot I_0 \cdot R_0) / U_{REF}, \quad (6)$$

де U_{REF} – опорна напруга ADC.

З виразів (5) та (6) випливає очевидна залежність для розрахунку опору сенсора RTD

$$R_{RTD} = (N_{RTD} / N_{R0}) R_0. \quad (7)$$

Порівнюючи метрологічні властивості двох схем, можна побачити такі однакові їхні позитивні якості:

- схеми забезпечують 4-х дротове підключення сенсора RTD та опорного резистора;
- результат вимірювання опору не залежить від значення вимірювального струму.

Формула розрахунку опору сенсора для канонічної схеми (7) не містить значення коефіцієнту підсилення підсилювача AMP на відміну від формули (3) для пропорційної схеми. Канонічна схема забезпечує незалежність від значення коефіцієнту підсилення підсилювача AMP, оскільки падіння напруги на опорному резисторі, який підключається мультиплексором до підсилювача, дорівнює падінню напруги на сенсорі. Це є перевагою канонічної схеми над пропорційною за незмінного значення коефіцієнту підсилення. Недоліком канонічної схеми є необхідність у двох вимірюваннях,

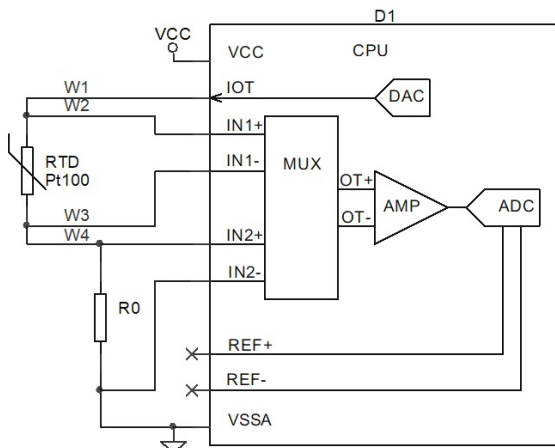


Рис. 2

силення підсилювача AMP на відміну від формули (3) для пропорційної схеми. Канонічна схема забезпечує незалежність від значення коефіцієнту підсилення підсилювача AMP, оскільки падіння напруги на опорному резисторі, який підключається мультиплексором до підсилювача, дорівнює падінню напруги на сенсорі. Це є перевагою канонічної схеми над пропорційною за незмінного значення коефіцієнту підсилення. Недоліком канонічної схеми є необхідність у двох вимірюваннях,

що може призводити до появи додаткових похибок. Зокрема, значення коефіцієнту підсилення може змінюватися між вимірюваннями на величину короткострокової нестабільності, нівелюючи перевагу канонічної схеми. Дослідимо більш детально метрологічні відмінності зазначених схем.

Вхідний опір. У канонічній схемі опорний резистор підключається до таких саме входів мультиплексора, що й сенсор RTD. У перетворювачі будь-якого типу ці входи апріорі конструюються з дуже великим вхідним опором, щоби практично виключити його вплив на результати вимірювань.

У пропорційній схемі опорний резистор підключається до входів зовнішньої опорної напруги ADC, які зазвичай мають значно менший опір, оскільки здебільшого призначені для підключення зовнішніх джерел напруги з мінімальним внутрішнім опором.

Задля оцінки впливу величини вхідного опору на результат вимірювань надалі варто буде обумовити кілька числових значень. Виберемо для прикладу датчик Pt100 ($W_{100} = 1,3850$) класу AA для роботи у діапазоні температур від 0°C до 800°C [5]. Задамося також максимально допустимим значенням струму для датчика Pt100 – 1,0 мА. За оцінку максимально допустимої похибки такого датчика, яка залежить від температури, можна прийняти значення 0,1 Ом за 0°C , тобто за номінального значення опору 100 Ом. У відносних одиницях ця похибка складає $\delta_{RTD} = 10^{-3}$. Задамося відповідним оціночним значенням для кожної складової похибки перетворення $\delta_1 = 0,1 \cdot 10^{-3}$.

У канонічній схемі значення опору зразкового резистора вибирається з діапазону значень опору сенсору з метою мінімізації впливу перехідного процесу від комутації опорів під час вимірювання в разі незмінного значення підсилення AMP. У пропорційній схемі значення опору зразкового резистора вибирається на порядок більшим, що дає змогу забезпечити достатньо високе значення опорної напруги ADC для нормального функціонування перетворювача. Наприклад, задля забезпечення опорної напруги 1,0 В за опорного струму 1,0 мА опір резистора має бути 1000 Ом, що у 10 разів перевищує опір датчика за 0°C .

У багатьох виробників мікросхем ADC замість вхідного опору нормують вхідний струм каналу, тому потрібно оцінити допустимі значення обох параметрів. За допустимої величини відносної похибки вимірювання δ_1 значення вхідного опору та вхідного струму опорного каналу визначаються таким чином:

$$R_{REF} \geq R_0 \delta_1^{-1}, \quad I_{REF} \leq \delta_1 \cdot I_0. \quad (8, 9)$$

Тоді за прийнятими припущеннями значення вхідного опору опорного каналу має бути не меншим за 10 МОм, а вхідний струм – не більшим за 0,1 мкА. У таблиці наведено значення вхідного опору та вхідного струму опорного каналу деяких високоточних аналого-цифрових перетворювачів, які пропонуються для побудови перетворювачів для RTD різними авторами або фірмами.

Параметр	Тип мікросхеми високоточного ADC			
	C8031F350/3	AD7124	MCP3551	ADS1247
Опорний канал				
Вхідний опір каналу, МОм	-	-	2,4	-
Вхідний струм каналу, мкА	2	0,003/12*	-	0,03

* з буфером / без буфера

Наведені в [6...10] дані (таблиця) дають змогу встановити наступне:
– ADC на базі мікропроцесорів C8031F350/3 та

MCP3551 не відповідають вимогам до вхідного струму та вхідного опору у відповідності до [6,7];

– для ADuC7061 виробники не нормують вхідні параметри опорного каналу [8], тому оцінити метрологічні властивості схеми немає можливості;

– ADC типу AD7124 може застосовуватися тільки з вхідним буфером, точність та стабільність коефіцієнта передачі якого не нормується [9];

– без застережень можна побудувати схему на спеціалізованих аналого-цифрових перетворювачах для RTD сенсорів типу ADS1247 та аналогічних [10].

Таким чином, використання пропорційної схеми потребує застосування в опорному каналі ADC, до яких висуваються особливі вимоги, тоді як канонічна схема може бути реалізована на базі кожного з розглянутих типів високоточних ADC.

Зважаючи на можливість застосування спеціалізованого перетворювача типу ADS1247 у обох схемах (пропорційній та канонічній), надалі скористаємося числовими значеннями саме його параметрів задля оцінки різного роду похибок.

Коефіцієнт підсилення. Формула перетворення (4) пропорційної схеми містить значення коефіцієнта підсилення K_{AMP} , який відсутній у відповідній формулі (7) для канонічної схеми. У такому

разі похибка та довгострокова нестабільність коефіцієнта підсилення є потенційними джерелами похибки вимірювання пропорційної схеми. Для оцінки величини похибки вимірювання опорного сенсора ΔR_{RTD} від нестабільності коефіцієнта підсилення запишемо формулу (4) з урахуванням похибок

$$R_{RTD} + \Delta R_{RTD} = \frac{N_{RTD}}{(K_{AMP} + \Delta K_{AMP}) \cdot N_{ADC}} R_0, \quad (10)$$

де ΔK_{AMP} – довгострокова нестабільність коефіцієнта підсилення.

З метою спрощення розрахунків введемо відповідні позначення для відносних значень похибки вимірювання та нестабільності підсилення

$$\delta_{IK} = \Delta R_{RTD} / R_{RTD}, \quad \delta_K = \Delta K_{AMP} / K_{AMP} \quad (11, 12)$$

З урахуванням (11) та (12), вираз (10) запишеться як

$$R_{RTD} \cdot (1 + \delta_{IK}) = N_{RTD} (K_{AMP} \cdot N_{ADC})^{-1} \cdot R_0 \cdot (1 + \delta_K)^{-1}. \quad (13)$$

Приймаючи до уваги (4), вираз (13) скорочується до рівняння

$$1 + \delta_{IK} = (1 + \delta_K)^{-1}. \quad (14)$$

Для розрахунку відносної похибки праву частину рівняння (14) розкладемо у ступеневий ряд Тейлора

$$(1 + \delta_K)^{-1} = 1 - \delta_K + \delta_K^2 - \delta_K^3 + \dots \quad (15)$$

У цьому разі малість величини відносної похибки ($\delta_K \ll 1$) дає змогу обмежитися двома членами ступеневого ряду (15) для оцінки похибки, знехтувавши алгебраїчною сумою решти членів нескінченного ряду, як величинами вищого ступеня малості. Тоді рівняння (14) перетворюється на наближене рівняння, виду

$$1 + \delta_{IK} \approx 1 - \delta_K, \quad (16)$$

тобто

$$\delta_{IK} \approx -\delta_K. \quad (17)$$

Відповідне числове значення цієї похибки пропорційної схеми для перетворювача ADS1247 сягає величини 0,02% [10], тобто $0,2 \cdot 10^{-3}$. Отримане значення вдвічі перевищує раніше прийнятий поріг ($\delta_1 = 0,1 \cdot 10^{-3}$) та у 5 разів менше за похибку сенсора, а отже може вважатися прийнятним.

У канонічній схемі відхилення від номінального значення та довгострокова нестабільність коефіцієнта підсилення не спричиняють похибок вимірювання. Вплив короткострокової нестабільності коефіцієнта підсилення на похибку вимірювання потребує проведення додаткових досліджень.

Неодночасне вимірювання за канонічною схемою. У канонічній схемі вихідні значення кодів (5) та (6) вимірюються одночасно. За мінімальної частоти перетворення 5 Гц для ADS1247 інтервал між вимірювальними процедурами становитиме приблизно 0,2 секунди. Якщо впродовж цього інтервалу часу величини струму I_0 , підсилення K_{AMP} та опорної напруги U_{REF} залишаються незмінними, тоді у розрахунковій формулі (7) вони скорочуються. Інакше, короткострокова нестабільність якихось з цих параметрів спричинить додаткову похибку вимірювання. Миттєве значення результуючої похибки вимірювання можна представити у вигляді

$$\delta_S \approx \delta_{IS} + \delta_{KS} - \delta_{US}, \quad (18)$$

де δ_{IS} , δ_{KS} та δ_{US} – короткострокова відносна нестабільність струму, коефіцієнта підсилення та опорної напруги відповідно.

Зважаючи на відсутність кореляції між складовими, середньоквадратичне значення результуючої похибки має вигляд

$$\delta_{RMS} \approx \sqrt{\delta_{IS}^2 + \delta_{KS}^2 - \delta_{US}^2}. \quad (19)$$

Оскільки числові оцінки короткострокової стабільності практично не наводяться виробниками інтегральних схем, доведеться керуватися логічними міркуваннями. Наприклад, якщо похибка номінального значення та довгострокова нестабільність коефіцієнта передачі ADS1247 становлять разом не більше $0,2 \cdot 10^{-3}$, тоді одна короткострокова нестабільність коефіцієнта передачі навряд чи перевищує значення $\delta_{KS} = 0,1 \cdot 10^{-3}$.

Задля оцінки нестабільності джерела струму можна скористатися значенням максимального неспівпадіння струмів двох джерел ADS1247 0,03% або $0,3 \cdot 10^{-3}$. Тоді значення довгострокової нестабільності одного джерела можна прийняти за величину $\delta_{IS} = 0,15 \cdot 10^{-3}$. Скористаємося цим значенням як завідома завищеною оцінкою нестабільності джерела струму.

Задля оцінки нестабільності джерела напруги можна скористатися хіба що значенням температурного дрейфу $15 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$. Припускаючи зміну температури вимірювача за 0,2 секунди на 5°C , отримаємо оціночне значення короткострокової нестабільності опорної напруги $\delta_{\text{US}} = 0,075 \cdot 10^{-3}$.

Виходячи з отриманих оцінок складових, середньоквадратичне значення результуючої похибки від короткострокової нестабільності параметрів канонічної схеми становить $\delta_{\text{RMS}} = 0,2 \cdot 10^{-3}$. Слід зауважити, що оцінка короткострокової стабільності за значеннями довгострокової завідомо є завищеною оцінкою, реальне значення похибки має бути суттєво меншим.

Перехідний процес у канонічній схемі. Через неодноразове вимірювання у канонічній схемі не можна залишити без уваги можливість додаткової похибки через перехідний процес, що виникає під час перемикавання опорів за допомогою мультиплексора.

Задля оцінки тривалості перехідного процесу звернемося до параметрів перетворювача ADS1247. У технічному описі сказано, що ADS1247 є дійсно встановлюваним за один такт перетворювачем, тобто після перемикавання мультиплексора дійсними є перші ж вихідні значення. Іншими словами, виробники гарантують повне завершення перехідного процесу до початку першого ж вимірювання за вбудованою програмою. Таким чином, можна вважати, що перехідний процес у канонічній схемі не впливає на точність перетворювача.

Підсумуємо метрологічні розбіжності між пропорційною та канонічною схемами високоточних аналого-цифрових перетворювачів для резистивних термосенсорів.

Канонічну схему можна реалізувати на більшості типів високоточних аналого-цифрових перетворювачів, тоді як пропорційна схема потребує наявності особливого входу з високим вхідним опором під час підключення зовнішньої опорної напруги. У разі реалізації канонічної схеми виникає додаткова сумарна похибка, яка обумовлена короткостроковою нестабільністю коефіцієнта передачі підсилювача, опорного струму та опорної напруги. На відміну від канонічної схеми у пропорційній виникає похибка, яка обумовлена відхиленням від номінального значення коефіцієнта підсилення та довгостроковою нестабільністю коефіцієнта передачі підсилювача вимірювального каналу.

Висновки. Пропорційна схема аналого-цифрового перетворювача є простішою та зручнішою з боку апаратної та програмної реалізації, враховуючи наявність спеціалізованих мікросхем. Тому пропорційну схему варто застосовувати у тих випадках, де не потрібно досягати максимально можливої точності вимірювання.

Канонічна схема аналого-цифрового перетворювача дає змогу отримати більшу точність перетворення, може бути реалізована на багатьох типах мікросхем, у тому числі на відносно дешевих масових мікропроцесорах.

Роботу виконано за НДР № 7/08 «Розроблення вимірювача вологості атмосферного повітря» в УкрГМІ та за підтримки підприємства ТОВ «ОЛТЕСТ» та за бюджетною програмою «Інформаційно-вимірювальні системи і метрологічне забезпечення в електроенергетиці» (КПКВК 6541030).

1. Joseph Wu. A Basic Guide to RTD Measurements. Texas Instruments Inc. URL: <http://www.ti.com/lit/an/sbaa275/sbaa275.pdf> (дата звернення: 20.01.2020).
2. Дьякова А.А., Мазур А.В., Ковальчук Д.А., Пушкин А.А. Многоканальная система сбора и обработки информации на базе контроллера ADuC7061. *Автоматизация технологических и бизнес-процессов*. 2014. № 17. С. 66 – 70.
3. McCarthy M., McCarthy A. ADC Requirements for RTD Temperature Measurement Systems. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/tech-articles/adc-requirements-for-rtc-temperature-measurement-systems.pdf> (дата звернення: 20.01.2020)
4. Zhang B., Buda A. Analog Front-End Design Considerations for RTD Ratiometric Temperature Measurements. *Analog Dialogue* 50-03, 2016. № March. URL: <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/afe-design-considerations-rtd-ratiometric.html> (дата звернення: 20.01.2020)
5. ДСТУ 2858:2015 Термоперетворювачі опору. Загальні технічні вимоги і методи випробування. Київ: УкрНДНЦ, 2017. 17 с.
6. C8051F350/1/2/3 SILICON LABS Devices. URL: <https://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/C8051F35x.pdf> (дата звернення: 20.01.2020)
7. MCP3550/1/3. Low-Power, Single-Channel 22-Bit Delta-Sigma ADCs. URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/20001950F.pdf> (дата звернення: 20.01.2020)
8. Low Power, Precision Analog Microcontroller. URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuC7060_7061.pdf (дата звернення: 20.01.2020)
9. 8-Channel, Low Noise, Low Power, 24-Bit, Sigma-Delta ADC with PGA and Reference Systems AD7124-8. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad7124-8.pdf> (дата звернення: 20.01.2020)
10. ADS124x 24-Bit, 2-kSPS, Analog-To-Digital Converters With Programmable Gain Amplifier (PGA) For Sensor Measurement. URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1247.pdf> (дата звернення: 20.01.2020)

СРАВНЕНИЕ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СХЕМ ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ РЕЗИСТИВНЫХ ТЕРМОСЕНСОРОВ

В.И. Латенко¹, канд.техн.наук, И.А. Орнатский¹, канд.техн.наук, С.А. Филь¹, Е.А. Зайцев², канд.техн.наук

¹Украинский гидрометеорологический институт ДСНС Украины и НАН Украины,
пр. Науки, 37, Киев, 03028 Украина, e-mail: lat3185@gmail.com

²Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина, e-mail: zaitsev@i.ua

В статье даются рекомендации по практическому применению пропорциональной схемы, в которой опорный резистор используется для формирования опорного напряжения, и канонической 4-х проводной схемы, где сопротивление опорного резистора измеряется так же, как сопротивление термодатчика в информационно-измерительных системах определения температуры. Показано, что погрешность пропорциональной схемы определяется нестабильностью коэффициента усиления, тогда как результирующая погрешность канонической схемы – краткосрочной нестабильностью нескольких элементов. Определено, что каноническая схема имеет незначительные преимущества для практического применения по точности преобразования при отсутствии дополнительных требований ко входу опорного напряжения. Это позволяет определить рекомендации по практическому применению рассмотренных схем в измерительных преобразователях температуры, используемых в каналах в информационно-измерительных системах. Библ. 10, рис. 2, табл. 1.

Ключевые слова: резистивный, датчик, аналого-цифровой, пропорциональный преобразователь, измерения, погрешность.

DIGITAL CONVERTERS METROLOGICAL SPECIFICATION FOR RESISTANT THERMAL THERMOSENSORS COMPARE

V.I. Latenko¹, I.A. Ornatsky¹, S.O. Fil¹, Ie.O. Zaitsev²

¹Ukrainian Hydrometeorological Institute SES of Ukraine and NAS of Ukraine,
37, Nauky Ave., Kyiv, 03028 Ukraine, e-mail: lat3185@gmail.com

²Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
56 Peremohy ave., Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: zaitsev@i.ua

In this paper presents comparative metrological analysis of two options for connecting Pt100 resistive temperature sensors to high-precision analog-to-digital converters is carried out: a proportional circuit in which the reference resistor serves to form the reference voltage, and a canonical 4-wire circuit where the resistance of the reference resistor is measured in the same way as the resistance of the temperature sensor are presented. It is shown that the error of the one-stroke proportional circuit is determined by the long-term instability of the gain, while the resulting error of the push-pull canonical circuit is determined by the short-term instability of several elements. The insignificant advantage of the canonical circuit with the accuracy of conversion and in the absence of additional requirements for the input of the reference voltage is affirmed, which gives recommendations for the practical application of the circuits considered in meters of temperature. References 10, figures 2, table 1.

Key words: resistive, sensor, analog-to-digital, proportional overturning.

1. Joseph Wu. A Basic Guide to RTD Measurements. Texas Instruments Inc. URL: <http://www.ti.com/lit/an/sbaa275/sbaa275.pdf> (accessed at 20.01.2020)
2. Dyakova A.A., Mazur A.V., Kovalchuk D.A., Pushkin A.A. A multi-channel system for collecting and processing information based on the ADuC7061 controller. *Automation of technological and business processes*. 2014. No 17. Pp. 66 – 70. (Rus)
3. McCarthy M., McCarthy A. ADC Requirements for RTD Temperature Measurement Systems. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/tech-articles/adc-requirements-for-rtc-temperature-measurement-systems.pdf> (accessed at 20.01.2020)
4. Zhang B., Buda A. Analog Front-End Design Considerations for RTD Ratiometric Temperature Measurements. *Analog Dialogue 50-03*, 2016. № March. URL: <https://www.analog.com/en/analog-dialogue/articles/afe-design-considerations-rtd-ratiometric.html> (accessed at 20.01.2020)
5. DSTU 2858: 2015 Resistance thermocouples. General specifications and test methods. Kyiv: UkrNDNC, 2017. 17 p. (Ukr)
6. C8051F350/1/2/3 SILICON LABS Devices. URL: <https://www.silabs.com/documents/public/data-sheets/C8051F35x.pdf> (accessed at 20.01.2020)
7. MCP3550/1/3. Low-Power, Single-Channel 22-Bit Delta-Sigma ADCs. URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/20001950F.pdf> (accessed at 20.01.2020)
8. Low Power, Precision Analog Microcontroller. URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuC7060_7061.pdf (accessed at 20.01.2020)
9. 8-Channel, Low Noise, Low Power, 24-Bit, Sigma-Delta ADC with PGA and Reference Systems AD7124-8. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad7124-8.pdf> (accessed at 20.01.2020).
10. ADS124x 24-Bit, 2-kSPS, Analog-To-Digital Converters With Programmable Gain Amplifier (PGA) For Sensor Measurement. URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1247.pdf> (accessed at 20.01.2020)

Надійшла 26.03.2020
Остаточний варіант 10.07.2020

ДО 85-РІЧЧЯ ЧЛЕНА-КОРЕСПОНДЕНТА НАН УКРАЇНИ І.В.ВОЛКОВА



24 лютого 2021 року виповнюється 85 років від дня народження та 60 років наукової діяльності головного наукового співробітника відділу перетворення та стабілізації електромагнітних процесів Інституту електродинаміки НАН України, члена-кореспондента НАН України Ігоря Володимировича Волкова.

І.В.Волков закінчив у 1958 році електротехнічний факультет Київського політехнічного інституту. Свою наукову діяльність розпочав, коли вступив до аспірантури Інституту електродинаміки НАН України (тоді ще Інституту електротехніки АН УРСР). У 1964 році він успішно захистив кандидатську, а у 1972 – докторську дисертації. У 1978 році йому присвоєно вчене звання професора, а у 1988 році обрано членом-кореспондентом НАН України.

І.В.Волков – відомий вчений-електротехнік, автор 10 монографій, більш ніж 270 наукових статей, 210 авторських свідоцтв і закордонних патентів. Його наукова діяльність спрямована на вивчення процесів перетворення і стабілізації параметрів електромагнітної енергії, розвиток теорії електричних ланцюгів, створення ефективних систем електроживлення різних електротехнічних пристроїв. І.В. Волков створив основи теорії систем стабілізованого струму як специфічного класу електротехнічних пристроїв, до складу яких входять індуктивно-ємнісні резонансні перетворювачі та силові напівпровідникові комутатори; розробив методи оптимізації цих пристроїв; обґрунтував метод структурного синтезу перетворювачів цього класу. Дослідження І.В.Волкова щодо використання систем стабілізованого струму для живлення дугових розрядів стали фундаментом для застосування цих систем в електрозварювальній, електрометалургійній, плазмово-дуговій, електроерозійній та

інших технологіях. Вивчення особливостей цих систем стосовно електроприводу дозволило визначити новий технічний ефект, який полягає у тому, що електропривод набуває властивостей керованого «джерела моменту» і з успіхом використовується у різних електромеханічних пристроях.

І.В.Волковим вирішено принципові питання ефективного електроживлення газових та твердотільних лазерів, що працюють як в імпульсному, так і в безперервному режимах. У співдружності з рядом промислових підприємств у відділі під керівництвом І.В.Волкова було розроблено, створено та серійно впроваджено у промисловість десятки зразків нової техніки. Серед них: енергетичні блоки електрогідравлічних установок, блоки живлення технологічних та інформаційно-вимірювальних лазерних пристроїв, електроприводи для слідкуючих лебідок, апарати повітряно-плазмової обробки металів та ін. Кілька тисяч цих установок і апаратів успішно експлуатуються. Здійснено продаж 5 ліцензій (Швейцарія, Італія, ФРН, Болгарія, Угорщина).

Важливі результати Ігор Володимирович отримав у напрямку підвищення якості електроенергії, він одержав зарубіжні патенти на силові фільтри нижніх частот («Лінеатори»), що зараз серійно випускаються і експлуатуються в Україні, Канаді, США та ряді інших країн.

У 1975 році І.В.Волкову присуджено Державну премію України у галузі науки і техніки, у 1982 р. – почесне звання Заслуженого діяча науки України; у 1993 р. – премію НАН України ім. Г.Ф. Проскури. Він нагороджений трьома медалями та Почесною грамотою Президії НАН України.

І.В.Волкову притаманні творчий підхід та різноплановість інтересів. Останнім часом ним та його учнями запропоновано і всебічно досліджено та розроблено прилади плавного пуску, фазорозчеплювачі та перетворювачі частоти для загальнопромислових та енергоефективних асинхронних двигунів з литим мідним ротором; розроблено програмне забезпечення приладів для моніторингу якості споживаної електроенергії; теоретично обґрунтовано та експериментально підтверджено нові принципи побудови магнітно-напівпровідникових імпульсних пристроїв силової перетворювальної техніки.

Разом з науковою діяльністю І.В. Волков веде плідну науково-організаційну та педагогічну роботу. Він є членом двох спеціалізованих рад по захисту докторських дисертацій, керівником семінару Наукової ради НАН України з комплексної проблеми «Наукові основи електроенергетики», членом редколегії журналу «Технічна електродинаміка», членом секції енергетики Комітету по державних преміях України в галузі науки і техніки. Під його науковим керівництвом підготовлено і захищено 34 кандидатських та 5 докторських дисертацій.

Колектив ІЕД НАН України, редакція журналу «Технічна електродинаміка», колеги та учні щиро вітають Ігоря Володимировича з ювілеєм і бажають міцного здоров'я, довгих років плідної наукової роботи та нових творчих успіхів!

ЯК ОФОРМИТИ ПЕРЕДПЛАТУ НА ЖУРНАЛ «ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА»?

Шановні панове!

Оформити передплату на журнал можливо:

- через Державне підприємство по розповсюдженню періодичних видань "ПРЕСА"
(вул. Кірпи, 2а, 03999, Київ-999, Україна);
телефакси: +(380) 44 2890774 / 2480377 / 2480384 / 248780244;
e-mail: pod_ukr@presa.ua, rozn@presa.ua, info@presa.ua
- за електронною версією Каталогу видань України «Преса поштою»;
- за друкованим Каталогом видань України «Преса поштою».
- на сайті ДП «Преса»: <http://www.presa.ua> в розділі «Передплата on-line»;
- на сайті УДППЗ «Укрпошта» www.ukrposhta.ua
- у будь-якому відділенні поштового зв'язку України за "Каталогом періодичних видань"
(передплатний індекс журналу "Технічна електродинаміка" – 74474);
- у операційних залах поштамтів;
- у пунктах приймання передплати.

- через передплатне агенство "Укрінформнаука":

Україна, м. Київ, вул. Терещенківська 3, оф.57

+38(044) 288-03-46; +38(050) 154-77-83

E-mail: innovation@nas.gov.ua

– на сайті http://u-i-n.com.ua/ua/order_info/