



ISSN 1727-9895

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

Збірник наукових праць

Випуск
62

Київ
2022

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

ПРАЦІ

Інституту електродинаміки Національної академії наук України

Збірник наукових праць

Виходить тричі на рік

Засновано у 1999 році

**Випуск
62**

Київ
2022

ПРАЦІ ІНСТИТУТУ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ НАН УКРАЇНИ

Редакційна колегія*:

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

Editorial board*:

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

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

International editorial board:

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

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

- загальнодержавному депозитарії «Наукова періодика України»;
- загальнодержавній базі даних «Україніка наукова» (реферативний журнал «Джерело»);
- науковій електронній бібліотеці періодичних видань НАН України (NA SPLIB) (<http://www.dspace.nbuv.gov.ua/>);

У червні 2021 р. збірник «Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України» включений у довідник періодичних видань бази даних Ulrich's Periodical Directory (New Jersey, USA). У збірнику здійснюються експертне рецензування та наукове редагування статей.

*Друкуються за постановою Вченої ради
Інституту електродинаміки Національної академії наук України.
Протокол № 5 від 30 червня 2022 року*

Зареєстровано 07.02.2002. Свідоцтво: серія КВ, № 5843.
Засновник та видавець: Інститут електродинаміки НАН України
Україна, 03057, м. Київ, пр. Перемоги, 56

Адреса редакції:

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

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

Праці
Інституту електродинаміки
Національної академії наук України

Випуск 62

2022 р.

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.62>

ЗМІСТ

ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

Щерба А.А., Подольцев О.Д., Золотарьов В.В., Білянн Р.В., Кулик М.А.

Математичне моделювання та регулювання процесів комплексної електротермообробки алюмінієвої жили силового кабелю 5

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

Басок Б.І., Давиденко Б.В., Гончарук С.М., Павленко А.М.

Експериментальні та чисельні дослідження тепловіддачі зі склопакета з електронагрівом його поверхні 12

ТЕХНОЛОГІЧНЕ ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ

Гориславець Ю.М., Бондар О.І., Проскурін В.М., Кусков Ю.М., Римар С.В., Нетяга А.В.

Вплив струмопідводу на електромагнітні процеси в кристалізаторі для електрошлакового наплавлення металу 19

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

Акинін К.П., Кіресев В.Г., Петухов І.С., Філоменко А.А., Лавриненко В.А., Михайлик О.М.

Дослідження впливу зміни параметрів безконтактних магнітоелектричних двигунів зворотно-обертального руху на їхні характеристики 25

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Голубев В.В., Зозульов В.І., Маруня Ю.В., Сторожук А.І.

Розвиток принципів побудови та вдосконалення магнітно-напівпровідникових імпульсних пристроїв силової перетворювальної техніки 34

ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

Зайченко О.А., Рижков О.М., Гаврилюк С.І.

Гібридна система живлення обмоток електромагнітного сепаратора роторного типу за неповної визначеності параметрів навантаження 41

ВИМІРЮВАННЯ ТА ДІАГНОСТИКА В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

Гижко Ю.І., Гуторова М.С., Зварич В.М., Кузік Г.А., Мислович М.В., Остапчук Л.Б.

Особливості побудови інформаційних каналів багаторівневих інформаційно-вимірювальних систем діагностування вузлів електротехнічного обладнання з урахуванням вимог концепції SMART GRID 48

Борщов П.І.

Мінімізація випадкової похибки цифрового методу вимірювання амплітуди синусоїдального сигналу 55

CONTENTS

ELECTROTECHNOLOGICAL COMPLEXES AND SYSTEMS

Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Zolotaryov V.V., Belyanin R.V., Kulyk M.A.

Mathematical modeling and regulation of processes of complex electro-heat treatment of aluminum core of power cable5

THEORETICAL ELECTRICAL ENGINEERING

Basok B.I., Davydenko B.V., Goncharuk S.M., Pavlenko A.M.

Experimental and numerical studies of heat transfer from a double-glazed window with electric heating of its surface12

TECHNOLOGICAL ELECTRICAL EQUIPMENT

Goryslavets Y.M., Bondar O.I., Proskudin V.M., Kuskov Yu.M., Rymar S.V., Netyaha A.V.

Influence of electrical current terminals on electromagnetic processes in a mould for electrosag surfacing of metal19

ELECTRICAL MACHINES AND APPARATUS

Akinin K.P., Kireyev V.G., Petukhov I.S., Filomenko A.A., Lavrinenko V.A., Mikhailik E.M.

Study of the influence of changing the parameters of brushless magnetoelectric motors of the return-rotary motion on their25

SEMICONDUCTOR CONVERTERS

Golubev V.V., Zozulov V.I., Marunia Yu.V., Storozhuk A.I.

Development of principles of construction and improvement of magnetic-semiconductor pulse devices of power converter technology34

ELECTROTECHNICAL COMPLEXES AND SYSTEMS

Zaichenko O.A., Ryzhkov O.M., Gavryluk S.I.

Hybrid power supply system of rotor-type electromagnetic separator windings with incomplete determination of load parameters41

MEASUREMENTS AND DIAGNOSTICS IN THE ELECTRIC POWER INDUSTRY

Hyzhko Yu.I., Hutorova M.S., Zvaritch V.M., Kuzik H.A., Myslovych M.V., Ostapchuk L.B.

Features of building information channels of multilevel information and measurement systems of diagnosing units of electrical equipment taking into account the requirements48
of the Smart Grid concept

Borshchov P.I.

Minimization of random error of digital method of measurement of amplitude of a sinusoidal signal55

Відповідальний секретар С.В. Гаврилюк
Редактор Ю.В. Морозова-Леонова

Включений в Перелік наукових фахових видань України, категорія «Б».

ЕЛЕКТРОТЕХНОЛОГІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

УДК 621.365.51

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.62.005>

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА РЕГУЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ КОМПЛЕКСНОЇ ЕЛЕКТРОТЕРМООБРОБКИ АЛЮМІНІЄВОЇ ЖИЛИ СИЛОВОГО КАБЕЛЮ

А.А.Щерба^{1*}, чл.-кор. НАН України, О.Д.Подольцев^{1**}, докт. техн. наук, В.В.Золотарьов^{2***}, канд. техн. наук, Р.В. Білянin^{2****}, канд. техн. наук, М.А. Кулик^{2*****}

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

² – ПАТ "ЗАВОД ПІВДЕНКАБЕЛЬ",
вул. Автогенна, 7, м. Харків, 61099, Україна
e-mail: podol@ied.org.ua

У роботі за допомогою методу скінченних елементів розроблено тривимірну комп'ютерну модель процесів електротермообробки алюмінієвої жили силового кабелю в електропечі та термостаті і визначено закономірності зміння температурного поля в такій жилі за різних режимів реалізації процесів так званого "відпалювання", тобто відновлення в ній необхідних електротехнічних властивостей, зокрема підвищення питомої електропровідності та пластичності. Розрахунки на розробленій математичній моделі та отримані закономірності узгоджуються з результатами практичного вимірювання електропровідності та пластичності експериментальних зразків алюмінієвих жил кабелів, які виготовляє ПАТ "ЗАВОД ПІВДЕНКАБЕЛЬ" (м. Харків). Проте аналіз закономірностей зміння температурного поля в об'ємі алюмінієвих жил кабелів за їхнього безперервного електронагрівання до необхідних температур як зовнішніх, так і внутрішніх шарів жили, намотаної на барабан, показав, що різниця їхніх температур може перевищувати 50⁰ С. Така неоднорідність температурного поля жили та тривале перегрівання її зовнішніх шарів призводить до недопустимих втрат електроенергії і зменшує позитивний результат процесів такої термообробки жили, зокрема щодо підвищення її електропровідності. Для зменшення втрат електроенергії та неоднорідності температурного поля в алюмінієвій жилі в роботі обґрунтовано необхідність скорочення тривалості електронагріву алюмінієвої жили після досягнення в її верхніх шарах значення температури, необхідного для відпалювання, і переміщення барабана з такою жилою в термостат без електронагрівальних елементів. У такому термостаті температура зовнішніх шарів буде зменшуватись, а внутрішніх – продовжувати збільшуватись. У роботі показано, що за деякий час (≈ 60 хв.) розподіл температури в жилі стане практично однорідним, а загальні втрати електроенергії та неоднорідність температурного поля в об'ємі жили стануть меншими. За результатами проведених розрахунків розроблено рекомендації щодо вибору доцільних режимів термообробки алюмінієвих жил, намотаних на барабан, за допустимих енергозатрат і перегрівів верхніх шарів жили. Бібл. 7, рис. 4.

Ключові слова: електротермообробка, електропід, силовий кабель, алюмінієва струмопровідна жила, затрати електроенергії, температурне поле, неоднорідність.

Надійність і безпека систем постачання електроенергії від електростанцій і підстанцій до мегаполісів, промислових комплексів, шахт, метрополітенів, залізниць, міст, селищ та інших енергонасичених регіонів України суттєво підвищується в разі впровадження сучасних силових кабелів і самоутримних провідників (СП), що використовують структурномодифіковану, так звану зшиту поліетиленову (ЗПЕ) ізоляцію, яка має вищі експлуатаційні характеристики (зокрема тривалу термостійкість, діелектричні втрати та екологічність), ніж паперово-масляна та інші відомі ізоляції [1–3]. Силові кабелі зі ЗПЕ ізоляцією можна прокладати різними способами – безпосередньо в землі та в спеціальних траншеях із додатковими засобами



зниження створюваного кабелями магнітного поля для захисту людей і довкілля відповідно до сучасних вимог екологічної безпеки [4, 5]. Використання СП у повітряних лініях електропередачі (ЛЕП) унеможливує виникнення аварійних коротких замикань і зледеніння проводів та захищає людей від ураження струмом навіть у разі стихійних порушень ЛЕП [6].

Необхідність використання твердої ЗПЕ ізоляції в силових кабелях на всі рівні напруги та у повітряних ЛЕП підтверджено їхньою більш високою безпекою та стійкістю до різних стихійних і форс мажорних впливів в умовах сучасного військового стану в усіх містах і регіонах України порівняно із застарілою кабельно-провідниковою продукцією (КПП). Тому навіть у такі важкі часи (особливо для жителів м. Харкова) завод "Південкабель", хоч і з великими труднощами, але продовжує поставляти інноваційну силову КПП зі ЗПЕ ізоляцією для відновлення безперервної роботи пошкоджених вітчизняних систем електропостачання.

Зважаючи на значне збільшення об'єму силових КПП зі ЗПЕ ізоляцією, в якій здебільшого використовують алюмінієву багатопровідну жилу, яку під час виготовлення КПП необхідно піддавати термообробці для реалізації процесів так званого "відпалювання", зростає актуальність вирішення проблеми зменшення питомих електроенергозатрат для реалізації цих процесів. Згідно з технологією відпалювання весь об'єм алюмінієвої жили необхідно нагріти до температури вище критичного значення і витримати його певний час за цієї температури, а потім всю жилу повільно охолоджувати для збереження її структури, близької до рівноважного стану [6]. Для алюмінієвої жили силового кабелю критична температура процесів відпалювання становить близько 400°C , а їхня реалізація дає змогу покращити електротехнічні характеристики алюмінієвої жили, зокрема підвищити її питому електропровідність і пластичність (тобто гнучкість), що важливо в разі виконання монтажних робіт з КПП.

Існує декілька способів нагрівання алюмінієвої жили силових кабелів до необхідної температури, зокрема використання електротехнічних установок кондукційної та індукційної термообробки металевих виробів та електричної печі, нагрівальними елементами в якій є так звані електротени, та іншого електротермічного обладнання. Такий підхід, як найпростіший, використовувався в цій роботі, в якій досліджувались можливості зменшення електроенергетичних витрат та неоднорідності нагріву всього об'єму жили для подальшого її використання на ПАТ "ЗАВОД ПІВДЕНКАБЕЛЬ" (м. Харків) у разі промислового виготовлення сучасної КПП зі ЗПЕ ізоляцією.

Для реалізації технологічного процесу відпалювання алюмінієвої жили (загальною вагою до 2600 кг) великої довжини в електропечі із тенами її попередньо намотують на металевий барабан (діаметром до 2 м). Під час нагрівання такого барабана з намотаною алюмінієвою жилою перш за все треба вирішити завдання рівномірного нагрівання всього об'єму алюмінієвої жили до заданої температури відпалювання $T_B = 400^{\circ}\text{C}$, а потім – завдання здійснення тривалої витримки саме за цієї температури всього об'єму жили та подальшого повільного його охолодження. Для реалізації всіх цих завдань, що мають велику практичну значущість, у роботі використовувались методи комп'ютерного моделювання на основі чисельного методу скінченних елементів.

Метою цієї роботи є розробка комп'ютерної електротеплової моделі для дослідження технологічного процесу нагрівання та охолодження металевих барабанів з намотаною алюмінієвою жилою, реалізації режимів її відпалювання та розробка рекомендацій щодо зменшення електроенергозатрат на реалізацію цих режимів та неоднорідності температурного поля в об'ємі жили.

Постановка електротеплової задачі під час реалізації технологічного процесу відпалювання алюмінієвої жили силового кабелю, намотаної на металевий барабан. Для відпалювання алюмінієвої жили силового кабелю бажано реалізувати цей процес саме за температури відпалювання вибраного матеріалу жили (алюмінію) і здійснити його за найменшої неоднорідності розподілу температури об'ємом жили.

Конструкція електричної печі, яка використовується для відпалювання алюмінієвих жил силових КПП і досліджується в цій роботі, показана на рис. 1.

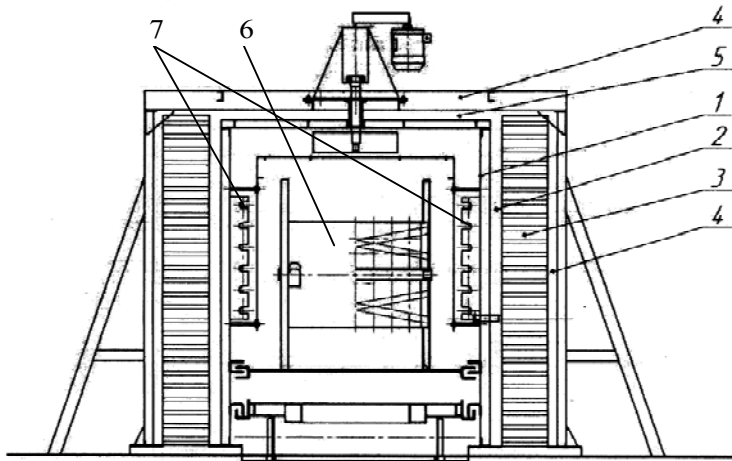


Рис. 1

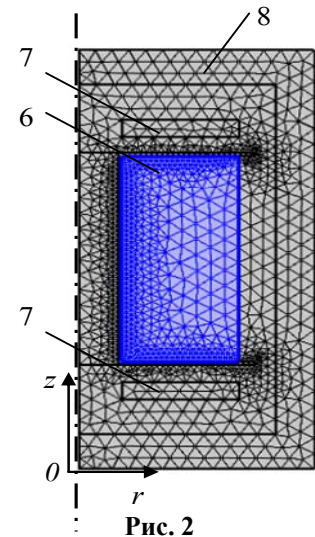


Рис. 2

Ця електропіч має активну зону, яка відокремлена від зовнішнього середовища листами із нержавіючої жароміцної сталі 1 та зовнішньою багатошаровою тепловою ізоляцією, яка містить шари керамоволокна 2, шамотної цегли 3, базальтової вати 4 та модуль із керамоволокна 5. Наявність такої складної конструкції ізоляції дає змогу значно зменшити втрати енергії під час електронагрівання алюмінієвих жил силової КПП.

У внутрішній робочій зоні електропечі розміщено барабан із намотаною алюмінієвою жилою, а на бокових стінках печі розміщено електронагрівальні елементи – електротени, які здійснюють нагрівання робочої зони та барабана з жилою.

Ураховуючи наявність циліндричної симетрії в конструкції барабана з жилою, електротеплова задача вирішувалась у двовимірній постановці в циліндричній системі координат, зв'язаній з конструкцією барабана. Водночас припускалося, що електрична піч також має форму циліндра з внутрішнім об'ємом, який дорівнює об'єму існуючої печі, що має форму прямокутника. Розрахункову область теплової задачі за такого припущення та розрахункову сітку, побудовану графічними засобами пакета програм Comsol [7], показано на рис. 2.

На рисунку зображено в перерізі металевий барабан із намотаною жилою 6, два електричних нагрівальних елементи – електротени 7 і зовнішній теплоізоляційний каркас 8, виконаний з однорідного матеріалу з ефективними тепловими характеристиками – $C_{p,eff}$, ρ_{eff} , λ_{eff} , які дають змогу інтегрально враховувати теплоізолюючі властивості багатошарової ізоляції.

Нестационарна теплова задача описується таким тепловим рівнянням:

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} = \nabla \cdot \lambda \nabla T + q,$$

де ρ , C_p , λ – відповідно густина, питома теплоємність та теплопровідність матеріалу, що знаходиться у відповідній області, q – питома електрична потужність, що виділяється в області, де розміщені тени, та має нульове значення в усіх інших областях.

Граничними задавалися умова симетрії на осі симетрії Oz (рис. 2) та умова передавання теплоти із зовнішньої поверхні до навколишнього середовища у вигляді:

$$-\lambda \partial T / \partial n = k(T - T_0),$$

де $k=10$ Вт/(м²К) – коефіцієнт тепловіддачі з поверхні; $T_0=20^\circ$ С – температура навколишнього середовища, а $\mathbf{n}$ – вектор зовнішньої нормалі до поверхні. Початковим задавалося значення температури в усіх областях $T = T_0$. Для чисельного розрахунку наведеної теплової задачі використовувався метод скінченних елементів, реалізований в пакеті програм Comsol [7].

Аналіз результатів розрахунку. У роботі використовувались такі дані для проведення необхідних розрахунків: діаметр сталевго барабана – 1,8 м, висота – 1,24 м, загальна потужність двох нагрівальних елементів – 180 кВт, загальний час протікання процесу нагрівання жилю – $t_n = 20000$ с.

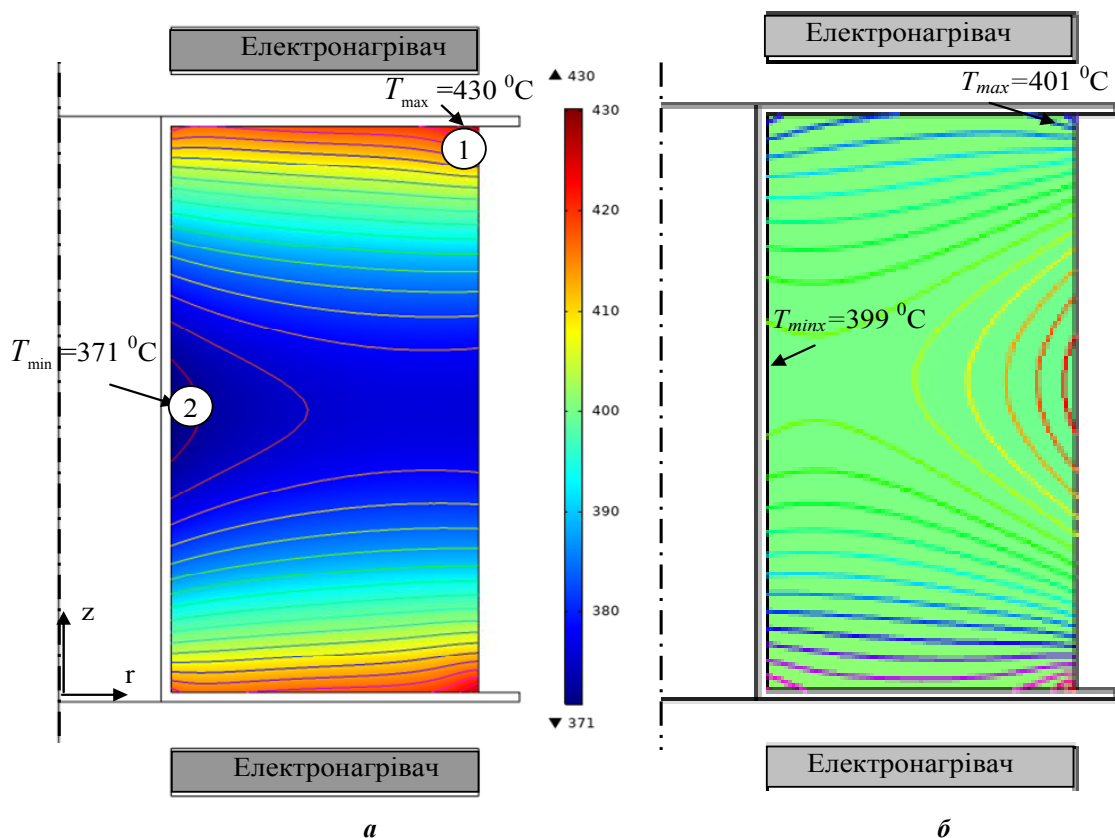


Рис. 3

На рис. 3 а показано розподіл температури в перерізі барабана з алюмінієвою жилою в кінці режиму нагрівання (момент часу t_n), а на рис. 3 б – у режимі термостата (момент часу t_k). На цьому рисунку також показано точку 1 із максимальною і точку 2 – з мінімальною в перерізі температурою. За результатами наведених розрахунків отримано неоднорідне розподілення температури об'ємом жилю (її поверхневі шари, розташовані поблизу електронагрівальних тенів, мали більш високу температуру).

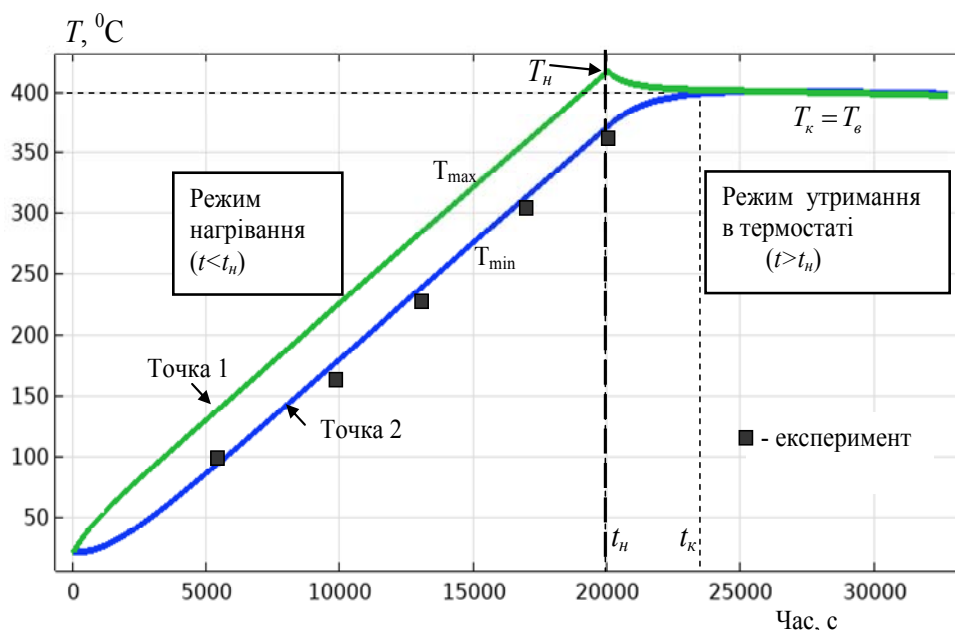


Рис. 4

Для кількісної оцінки отриманої неоднорідності використовувалася величина $\Delta T = T_{max} - T_{min} = 430 - 371 = 59^\circ \text{C}$.

На рис. 4 показано динаміку змінення в часі температури жилю в точках 1 і 2 протягом усього процесу нагрівання за $0 \leq t \leq t_n$. Згідно з розрахунками, величина ΔT

мала приблизно однакове значення протягом усього терміну нагрівання, а кінцева максимальна температура жили в момент часу t_n становила $T_n = 430^\circ \text{C}$. На цьому рисунку також наведено експериментальні дані, підтверджені на експериментальному зразку електропечі, який зараз проходить тривале випробування в технологічних лініях ПАТ "ЗАВОД ПІВДЕНКА-БЕЛЬ". Експериментальні значення показників датчика температури, розташованого в точці 2 на рис. 3, досить точно (відхилення не більше 3 %) співпадали з результатами розрахунків.

Проте для реалізації процесу відпалювання жили необхідно отримувати досить однорідний розподіл температури об'ємом жили (з температурними розбіжностями $2 \div 5^\circ \text{C}$). Розрахункові та експериментальні результати досліджень показали, що отримати такий досить однорідний розподіл температури в усьому об'ємі жили в режимі безперервного її нагрівання неможливо. У такому режимі різниця температури верхніх і нижніх шарів алюмінієвої жили на барабані може бути більшою 50°C . Тому було запропоновано перейти до іншої технології її електротеплового нагріву. Нова технологія передбачає відключення нагрівання всієї жили раніше, ніж її нижні шари на барабані будуть нагріті до температури відпалювання алюмінію, та подальше перенесення металевого барабана з намотаною алюмінієвою жилою в спеціальний термостат без електронагрівальних елементів.

Результати змінення температури в разі такої двоступеневої технології термообробки алюмінієвої жили наведено на рис. 4 для діапазону часу $t > t_n$, де t – загальна тривалість двоступеневої термообробки жили, а t_n – тривалість першої стадії термообробки із включеними електротенами. Як видно з наведених результатів, у режимі двоступеневої термообробки алюмінієвої жили приблизно через $t_k = 3000$ секунд різниця температур між верхніми й нижніми шарами алюмінієвої жили, як показано на рис. 3 б, характеризується величиною $\Delta T = T_{\max} - T_{\min} = 2^\circ \text{C}$. Такий досить однорідний розподіл температури об'ємом жили утворюється за рахунок процесу швидкої теплопередачі внаслідок високої теплопровідності алюмінію. Як видно з рис. 4, кінцеве значення температури T_k досягає $T_k = 400^\circ \text{C}$ і на нижніх шарах жили за досить рівномірного її розподілу всім об'ємом алюмінію. З часом така температура повільно зменшується залежно від якості термостату.

Для реалізації високоякісного відпалювання жили кінцеву температуру T_k необхідно вибирати з урахуванням якості термостату, об'єму алюмінієвої жили, кількості шарів на металевому барабані та інших характеристик. Водночас значення цієї температури повинно дорівнювати саме заданій температурі відпалювання T_g . Проте зрозуміло, що необхідно реалізувати саме двостадійний режим, що передбачає нагрівання та утримання барабана з жилою в термостаті за кінцевого значення температури жили, близького до температури відпалювання.

Особливістю реалізації вказаної технології в конкретних умовах є те, що вимірювати значення температури відпалювання T_k у процесі нагрівання складно, але це можна робити за допомогою комп'ютерного моделювання.

На практиці для реалізації умови $T_k = T_g$ можна керувати часом нагрівання жили t_k . Отже, під час реалізації процесу відпалювання жили в конкретній електричній печі необхідно вирішувати задачу вибору такого часу нагрівання жили t_k , за якого після переходу в режим термостату кінцева рівномірно розподілена температура буде дорівнювати заданій температурі відпалювання $T_g = 400^\circ \text{C}$ (для алюмінію). На практиці перед розміщенням барабана в печі припустимо встановити датчик температури в точці 1 на рис. 3 а. Тоді з результатів проведених розрахунків, наведених на рис. 4, можна визначати, що процес нагрівання необхідно проводити до моменту часу, коли температура в цій точці досягне саме значення 430°C , тобто буде в $430/400 = 1,08$ раз перевищувати необхідну температуру відпалювання T_g . Якщо після цього барабан переводити в термостат, то з даних рис. 4 можна отримати, що в кінцевий момент часу t_k , коли розподіл температури стане однорідним, а на нижніх шарах жили буде отримана температура відпалювання $T_k = T_g = 400^\circ \text{C}$. Для даного випадку цей мо-

мент часу буде через $t_k = 23000$ с.

Слід зазначити, що результати на рис. 4 залежать від конкретних розмірів барабана, маси алюмінієвої жили, що відпалюється, та характеристик печі (розміри, ефективність теплоізоляції та потужність нагрівальних елементів). Тому для кожного конкретного випадку можуть бути побудовані графічні залежності, аналогічні тим, які показано на рис. 4, і використання яких дасть змогу в кожному випадку визначити важливий технологічний параметр – необхідний час протікання процесу нагрівання барабана в електропечі – величину t_k .

Висновки. На основі методу скінченних елементів розроблено комп'ютерну модель технологічного процесу термообробки в електропечі алюмінієвої жили силового кабелю на етапі її виготовлення з метою реалізації необхідних процесів відпалювання. Проведено розрахунки змінення в часі температури всього об'єму жили під час її електронагрівання та показано узгодженість результатів цих розрахунків із результатами вимірювання в експериментальному зразку такої електропечі, що використовується в технологічних лініях промислового виготовлення КПП на напругу до 400 кВ на ПАТ "ЗАВОД ПІВДЕНКАБЕЛЬ".

У роботі показано, що розподіл температури в алюмінієвій жилі, намотаній на барабан, у разі використання лише процесів її електронагрівання є неоднорідним. Різниця температур в жилі може бути більшою 50^0 С, що є недопустимим.

Для необхідного зменшення неоднорідності температурного поля в об'ємі жили було запропоновано реалізовувати двостадійну технологію термообробки, яка передбачає відключення нагрівання всієї жили раніше, ніж її нижні шари на барабані будуть нагріті до температури відпалювання алюмінію, та подальше перенесення металевого барабана з алюмінієвою жилою в термостат без електронагрівальних елементів.

У роботі обґрунтовано, що під час використання двостадійної технології нагрівання алюмінієвої жили, намотаної на металевий барабан, завдяки процесам високої теплопровідності матеріалу жили через 3000 с її витримки в термостаті значення температури її нижніх шарів досягне необхідної температури відпалювання алюмінію, а неоднорідність розподілу температури в об'ємі жили не буде перевищувати 2^0 С.

За результатами проведених досліджень розроблено методики та технічні рекомендації щодо розрахунку головних параметрів двостадійної технології відпалювання алюмінієвої жили, намотаної на металевий барабан: тривалостей її активної термообробки в електропечі з тенами та пасивної термообробки в термостаті за умови, що температура всіх шарів алюмінієвої жили досягне значень, достатніх для реалізації процесів її відпалювання.

Фінансується за держбюджетною темою «Розвиток теорії регулювання параметрів високочастотних напівпровідникових перетворювачів та електротехнічних систем керованої інтенсифікації енергетичних і технологічних процесів» (шифр «Режим-1»), що виконується за Постановою Президії від. 22.12.2021 р., протокол № 419. Державний реєстраційний номер 0122U001494. КПКВК 6541230.

1. Peschke E., Olshausen R. Cable Systems for High and Extra-High Voltage. MCD Verlag. 1999. 296 p.
2. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией. К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2013. 550 с.
3. Ametani A., Xue H., Ohno T., Khalilhezahad H. Electromagnetic Transient in Large HV Cable Networks. The Institute of Engineering Technology. 2022. 571 p. DOI: <https://doi.org/10.1049/PBPO204E>
4. Machado V.M. Magnetic field mitigation shielding of underground power cables *IEEE Transactions on Magnetics*. 2012. Vol. 48. No 2. Pp. 707–710. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2174775>
5. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Магнитное поле подземной кабельной линии 330 кВ и способы его уменьшения. *Техн. електродинаміка* 2019. № 5. С. 3–9. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.003>
6. Мохоорт А.В., Чумак М.Г. Термічна обробка металів. К.: Либідь, 2002. 512 с.
7. <https://www.comsol.com>

MATHEMATICAL MODELING AND REGULATION OF PROCESSES OF COMPLEX ELECTRO-HEAT TREATMENT OF ALUMINUM CORE OF POWER CABLE

A.A. Shcherba¹, O.D. Podoltsev¹, V.V. Zolotaryov², R.V. Belyanin², M.A. Kulyk²

¹ – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine,
e-mail: podol@ied.org.ua

² – YUZH-CABLE WORKS, PJSC,
Avtozenna str., 7, Kharkiv, 61099, Ukraine

In the paper, a three-dimensional computer model of the processes of electrothermal treatment of an aluminum core of a power cable in an electric furnace and a thermostat was developed using the finite element method. The patterns of changes in the temperature field in such a core were determined under different modes of implementation of the so-called "annealing" processes, that is, the restoration of the necessary electrical properties in it, in particular, an increase in specific electrical conductivity and plasticity. Calculations based on the developed mathematical model and the obtained regularities are consistent with the results of practical electrical conductivity measurements and plasticity of experimental samples of aluminum cores of cables manufactured by YUZH-CABLE WORKS, PJSC, Kharkiv. However, the analysis of the patterns of changes in the temperature field in the volume of aluminum cores of cables during their continuous electric heating to the required temperatures of both the outer and inner layers of the core wound on a spool showed that the difference in their temperatures could exceed 50 °C. Such nonuniformity of the temperature field of the core and long-term overheating of its outer layers leads to unacceptable electricity losses. It reduces the positive result of the processes of such heat treatment of the core, particularly regarding the increase of its electrical conductivity. It is substantiated to reduce the loss of electricity and the nonuniformity of the temperature field in the aluminum core. It is necessary to reduce the duration of electric heating of the aluminum core to the temperature of its upper layers, necessary for annealing, and then move the drum with such a core to a thermostat without electronic heating elements. In such a thermostat, the temperature of the outer layers will decrease, and the temperature of the inner layers will continue to increase. The work shows that after some time (≈ 60 min), the temperature distribution in the core will become almost uniform, and the total losses of electricity and the nonuniformity of the temperature field in the volume of the core will become smaller. Based on the results of the calculations, recommendations were developed for selecting appropriate modes of heat treatment of aluminum cores wound on a spool, with acceptable energy consumption and overheating of the upper layers of the core. Ref. 7, fig. 4.

Keywords: electrothermal treatment, electric furnace, power cable, aluminum conductor, electricity consumption, temperature field, nonuniformity.

1. Peschke E., Olshausen R. Cable Systems for High and Extra-High Voltage. MCD Verlag. 1999. 296 p.
2. Shidlovskii A.K., Shcherba A.A., Zolotarev V.M., Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Extra-high voltage cables with polymer insulation. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2013. 550 p. (Rus)
3. Ametani A., Xue H., Ohno T., Khalilhezahad H. Electromagnetic Transient in Large HV Cable Networks. The Institute of Engineering Technology. 2022. 571 p. DOI: <https://doi.org/10.1049/PBPO204E>
4. Machado V.M. Magnetic field mitigation shielding of underground power cables *IEEE Transactions on Magnetics*. 2012. Vol. 48. No 2. Pp. 707–710. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2174775>
5. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M. The magnetic field of underground 330 kV cable line and ways for its reduction. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 3–9. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.003>
6. Mohort A.V., Chumak M.G. Heat treatment of metals. Kyiv: Lybid, 2002. 512 p. (Ukr)
7. <https://www.comsol.com>

Надійшла: 04.08.2022

Прийнята: 19.08.2022

Submitted: 04.08.2022

Accepted: 19.08.2022

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

УДК 697.148; 699.86

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.62.012>

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ТА ЧИСЕЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕПЛОВІДАЧІ ЗІ СКЛОПАКЕТА З ЕЛЕКТРОНАГРІВОМ ЙОГО ПОВЕРХНІ

Б.І. Басок^{1*}, чл.-кор. НАН України, **Б.В. Давиденко**^{1**}, докт. техн. наук,
С.М. Гончарук^{1***}, канд. техн. наук, **А.М. Павленко**^{1, 2****}, докт. техн. наук

¹ – Інститут технічної теплофізики НАН України,

вул. Марії Капніст, 2а, м. Київ, 03057, Україна

² – Келецький Технологічний Університет,

ал. Тисячоліття Панства Польського-7, 25-314 Кельце, Польща

E-mail: goncharuk-s@ukr.net

Представлено результати експериментальних та теоретичних досліджень процесів теплоперенесення через двокамерний склопакет (4i-10-4M1-10-4i) з електронагрівом внутрішньої поверхні внутрішнього скла за рахунок подачі напруги на її низькоемісійне покриття. Створено теплофізичну модель теплоперенесення через такий склопакет з електронагрівом, яка дає змогу визначати характеристики його теплового режиму. Проведено верифікацію створеної чисельної моделі з використанням даних експериментальних досліджень. Проаналізовано отримані розподіли теплових потоків та температур на зовнішній і внутрішній поверхнях склопакета з електронагрівом. Бібл. 12, рис. 8.

Ключові слова: вікно з електронагрівом, теплоперенесення, тепловий режим.

Однією з найважливіших енергетичних проблем країни є раціональне використання палива та енергії. До 90 % життєвого часу людина проводить у приміщеннях. Енергоспоживання будівель значною мірою залежить від параметрів мікроклімату приміщень (температура, склад повітря, освітлення тощо), яких дотримуються під час проектування та експлуатації будівель. Їхній мікроклімат має суттєвий вплив на стан здоров'я, продуктивність та комфорт людей, які в них перебувають. Тому для визначення можливостей зменшення теплових втрат і використання електроенергії для опалення будівель найбільшу увагу слід приділяти будівельним огорожувальним конструкціям, особливо віконним конструкціям, адже саме на світлопрозорі конструкції припадають найбільші питомі тепловтрати будівлі в цілому.

Підвищити теплоізоляційну спроможність віконних конструкцій та покращити тепловий режим приміщення будівлі можливо за рахунок впровадження різних заходів. Зокрема зменшити кількість теплової енергії, що втрачається за рахунок радіаційної складової теплового потоку через склопакет, можливо, внаслідок використання в склопакеті скла з низькоемісійним покриттям [1-3] або завдяки застосуванню спеціальних енергозберігаючих плівок [4]. На опір теплопередачі віконної конструкції впливає відстань між склом та товщина скла в склопакеті. Важливими факторами щодо зменшення тепловтрат є також багатокамерність в склопакеті чи в профілі рами, застосування в склопакетах алюмінієвих, пластикових чи спеціальних «тепліх» дистанційних рамок, заповнення прошарку між склом інертним газом (аргоном, криптоном тощо) або вакуумування цього прошарку [5-7]. Крім того, покращення теплового режиму приміщення будівлі можливо шляхом реалізації теплової завіси перед віконною конструкцією (або створення можливості вентиляції внутрішнього прошарку між склом, підігрітим повітрям) [8], а також використання склопакетів з електронагрівом (СЕ) [9-12]. Суть електричного нагріву, здебільшого внутрішньої поверхні (що направлена всередину камери пакету) з низькоемісійним теплозберігаючим покриттям внутрішнього скла (з боку приміщення), полягає в тому, що вказане покриття створюється напиленням на поверхню



чи подачею в тонкий приповерхневий шар скла іонів деяких металів. Основне призначення покриття – це створення термічного опору перешкоджання поширенню електромагнітного випромінювання короткого інфрачервоного діапазону в довкілля і в такий спосіб зменшення дисипативних теплових втрат із приміщення назовні. Однак таку поверхню можна використати як нагрівальний резистивний елемент, якщо подати напругу на рівновіддалені місця поверхні, наприклад, у протилежні кути прямокутного скла. Внаслідок протіканню струму й створюється ефект нагрівання. Саме тому для встановлення особливостей теплоперенесення через склопакет з електронагрівом було проведено відповідні експериментальні та чисельні дослідження, результати яких наведено в цій роботі.

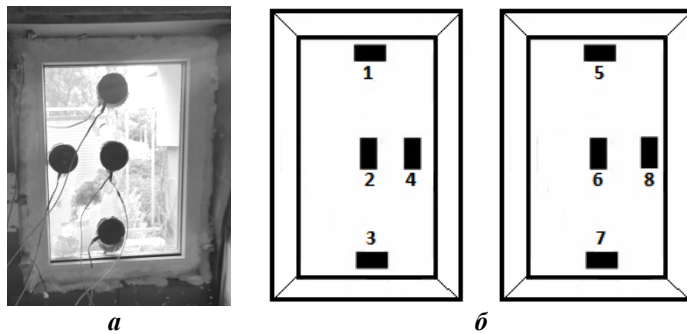


Рис. 1



Рис. 2

Із використанням встановлених датчиків теплового потоку та температури було отримано розподіли густин теплового потоку (рис. 3 а) та температури (рис. 3 б) на внутрішній та зовнішній поверхнях СЕ для заданої температури задавача-терморегулятора СЕ $\approx 60^{\circ}\text{C}$ (за температури зовнішнього повітря: -3°C). Найбільші значення теплового потоку за висотою z СЕ на зовнішній (в середньому $\approx 67,5\text{ Вт/м}^2$) та внутрішній поверхнях ($\approx 350,5\text{ Вт/м}^2$) СЕ в заданому режимі спостерігаються зверху СЕ, а найменші (відповідно $\approx 47,3\text{ Вт/м}^2$ та $\approx 288,2\text{ Вт/м}^2$) – знизу. На внутрішній поверхні СЕ максимальний розподіл температури спостерігається зверху склопакета (в середньому $\approx 60,4^{\circ}\text{C}$), а мінімальний ($\approx 51,8^{\circ}\text{C}$) – знизу, в той час як на зовнішній поверхні СЕ середні значення температур складають відповідно $\approx 11,6^{\circ}\text{C}$ зверху та $\approx 9,3^{\circ}\text{C}$ знизу.

Одночасно й незалежно від експерименту процес перенесення теплоти через двокамерний СЕ висотою $H=1\text{ м}$ та шириною $L=0,75\text{ м}$ досліджувався методом чисельного моделювання. Товщина скла в СЕ $\delta_c=4\text{ мм}$. Відстань між поверхнями скла в пакеті $\delta_a=10\text{ мм}$. Камери заповнені повітрям. На внутрішній поверхні внутрішнього скла та на внутрішній поверхні зовнішнього скла нанесені низькоемісійні і покриття. Внутрішня поверхня внутрішнього скла – з електронагрівом. Частина теплоти, що виділяється, передається в приміщення, а інша частина переноситься в зовнішній простір.

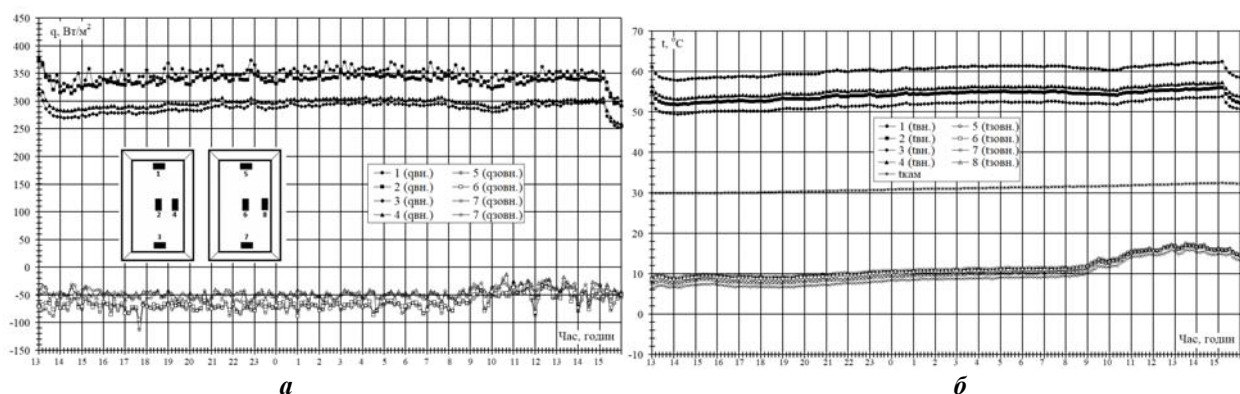


Рис. 3

Чисельне моделювання перенесення теплоти через двокамерний СЕ виконується шляхом розв'язання системи рівнянь, до якої входять рівняння нерозривності, рівняння перенесення імпульсу та енергії для газового середовища, що міститься в камерах склопакета, та рівняння теплопровідності для скла. Задача розв'язується в двовимірній постановці для вертикального перерізу склопакета. На внутрішніх поверхнях камер склопакета задавались граничні умови четвертого роду, що враховують кондуктивний теплообмін між склом та газовим середовищем, а також радіаційний теплообмін між сусідніми поверхнями скла в камерах СЕ. Детальна постановка цієї задачі та метод її розв'язання наведені в [5]. На відміну від постановки задачі, що представлена в [5], вважається, що на внутрішній поверхні внутрішнього скла міститься додатковий тонкий шар, в якому відбувається виділення теплоти заданої потужності. Рівняння енергії для цього шару містить додатковий член, що виражає електричну потужність тепловиділення. На внутрішній і зовнішній поверхнях склопакета задаються змінні в часі значення температури, що були визначені з експерименту. Експериментальні значення температури, що визначалися за допомогою вмонтованих у датчик теплового потоку термометрів опору й розміщувались на внутрішній поверхні СЕ, наведені на рис. 4 а (1: $z=0,95$ м; 2: $z=0,5$ м; 3: $z=0,05$ м), а на зовнішній поверхні СЕ – на рис. 4 б (5: $z=0,95$ м; 6: $z=0,5$ м; 7: $z=0,05$ м). Розподіл температури по зовнішній та внутрішній поверхнях склопакета визначався з інтерполяційних квадратичних залежностей за трьома значеннями температури на відповідній поверхні. За результатами розрахунків визначалися залежності від часу густин теплових потоків на зовнішній та внутрішній поверхнях склопакета, які порівнювалися з даними, отриманими з експерименту. Приймалося, що коефіцієнт випромінювання поверхонь скла з i -покриттям складає $\varepsilon_i=0,15$, а поверхонь скла без покриття – $\varepsilon_M=0,86$. Потужність електричного нагріву – $Q=300$ Вт.

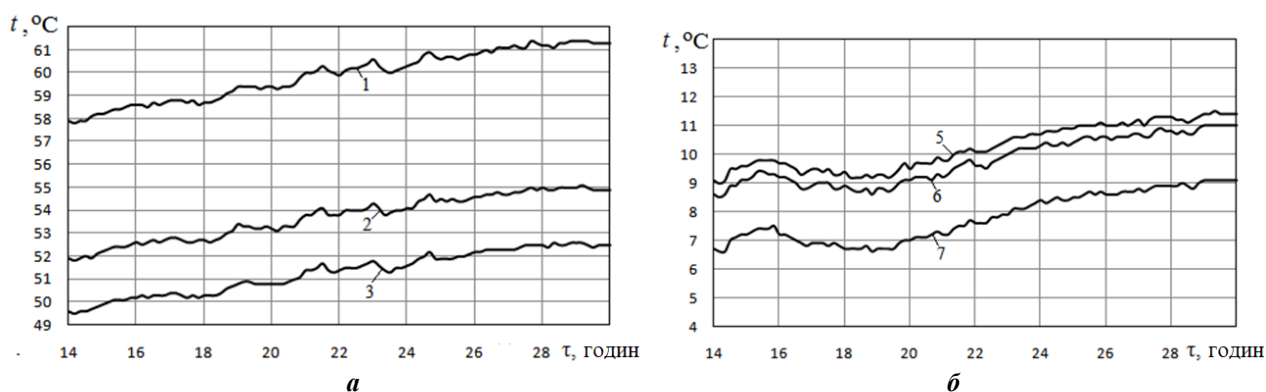


Рис. 4

За результатами чисельних досліджень одержано характеристики теплового режиму двокамерного СЕ.

Залежності від часу інтегрованих по поверхнях склопакета теплових потоків, що над-

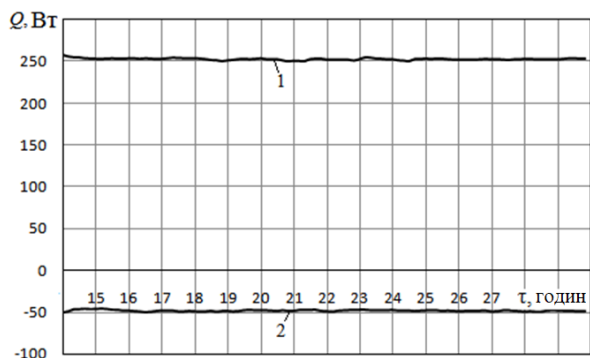


Рис. 5

ходять у приміщення (1) та видаляються назовні (2), наведено на рис. 5. Як видно з цього рисунка, на часовому інтервалі $14 \text{ год} < \tau < 30 \text{ год}$ зазначені величини теплових потоків складають $250,7 \dots 258,1$ Вт (тепловий потік, що надходить всередину приміщення і вважається позитивним) та $-50,6 \dots -46,19$ Вт (негативний тепловий потік, що видаляється назовні й вважається негативним). Таким чином, $83 \dots 85$ % виділеної завдяки електронагріву теплоти передається в приміщення. Відповідно $17 \dots 15$ % теплоти виділяється в зовнішній простір.

Розподіли густин теплових потоків за висотою на зовнішній (1) та внутрішній (2) поверхнях СЕ для моменту часу $\tau=30$ год наведено на рис. 6 (суцільні лінії – результати розрахунку; квадрати – дані експерименту). З рисунка видно, що в середній частині склопакета густини теплових потоків розподіляються достатньо рівномірно і складають приблизно $339...342 \text{ Вт/м}^2$ на внутрішній поверхні склопакета та $-68 \dots -60 \text{ Вт/м}^2$ – на зовнішній поверхні. У нижній частині склопакета ($z < 0,05 \text{ м}$) густина теплового потоку на його внутрішній поверхні значно зменшується (до 227 Вт/м^2), а на зовнішній поверхні – збільшується (до $-25,7 \text{ Вт/м}^2$). У верхній частині склопакета ($z > 0,95 \text{ м}$) густина теплового потоку на внутрішній поверхні підвищується (до 365 Вт/м^2), а на зовнішній поверхні суттєво зменшується (до -220 Вт/м^2). Точками на цьому рисунку відображено величини густин теплових потоків, що отримані з незалежного експерименту. Видно, що розрахункові та експериментальні дані достатньо задовільно узгоджуються.

Розподіли за шириною СЕ температури (2) і швидкості руху газового середовища (1) за умови $z=0,5 \text{ м}$ для моменту часу $\tau=30$ год наведено на рис. 7. Вісь OX спрямована від зовнішньої поверхні склопакета до внутрішньої.

Як видно з рисунку, максимальна швидкість природно конвекційного руху повітря в зовнішній камері склопакета складає $v_z=0,04 \text{ м/с}$, а у внутрішній камері – $v_z=0,03 \text{ м/с}$. Максимальна температура всередині склопакета спостерігається біля внутрішньої поверхні внутрішнього скла, де відбувається виділення теплоти. Для $z=0,5 \text{ м}$ ця температура складає $56,6^\circ \text{ С}$. Водночас температура на зовнішній поверхні внутрішнього скла дорівнює $55,0^\circ \text{ С}$. З розподілу температури за товщиною газового середовища склопакета випливає, що він близький до лінійного. Це свідчить про незначний вплив конвекції на загальний рівень перенесення теплоти в склопакеті цієї конструкції.

Залежності від часу густин теплових потоків на тих ділянках внутрішньої [$a: z=0,05 \text{ м}; b: z=0,5 \text{ м}; d: z=0,95 \text{ м}$] і зовнішньої [$b: z=0,05 \text{ м}; c: z=0,5 \text{ м}; e: z=0,95 \text{ м}$] поверхонь склопакета, на яких встановлено датчики теплових потоків, наведено на рис. 8 (1 – результати розрахунку; 2 – дані експерименту). Розглядається часовий інтервал $14 \text{ год} < \tau < 30 \text{ год}$.

Як видно з рис. 8, дані чисельного моделювання в цілому задовільно узгоджуються з даними експерименту. Найкраще ці результати узгоджуються для середньої частини внутрішньої поверхні (рис. *в*) та для верхньої ділянки зовнішньої поверхні (рис. *е*). На нижній і середній ділянках зовнішньої поверхні склопакета (рис. *б* та *г*) розрахункові дані перевищують експериментальні в середньому на $10...15 \text{ Вт}$. Для нижньої ділянки внутрішньої поверхні (рис. *а*) розрахункові значення густини теплового потоку на часовому інтервалі $14...18 \text{ год}$ вищі, ніж експериментальні, а на інтервалі $18...30 \text{ год}$ – нижчі. Порівняння отриманих експериментальних даних та чисельних досліджень дає задовільний результат і узгодження. Незначне зростання значень теплового потоку, одержаних з експерименту (рис. 8, *а, в, д*), пояснюється початком включення й роботи задавача-терморегулятора, що вбудований в СЕ для заданої температури на внутрішній поверхні склопакета в установленому діапазоні.

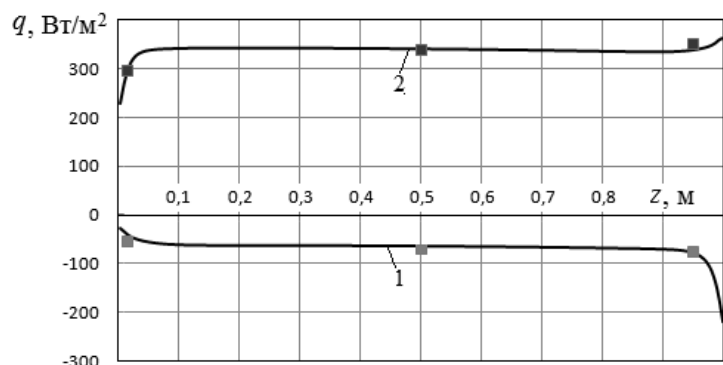


Рис. 6

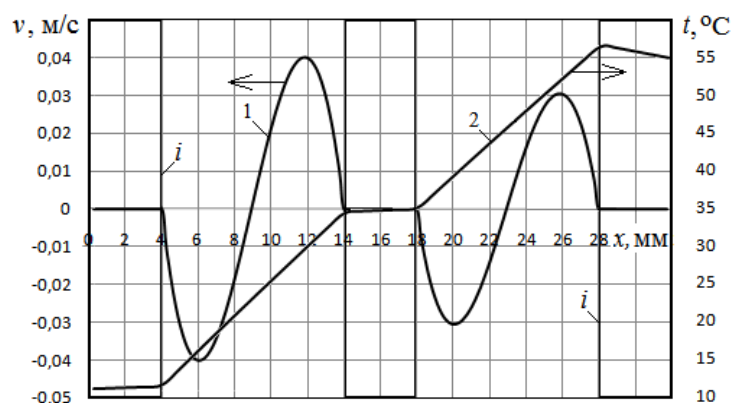


Рис. 7

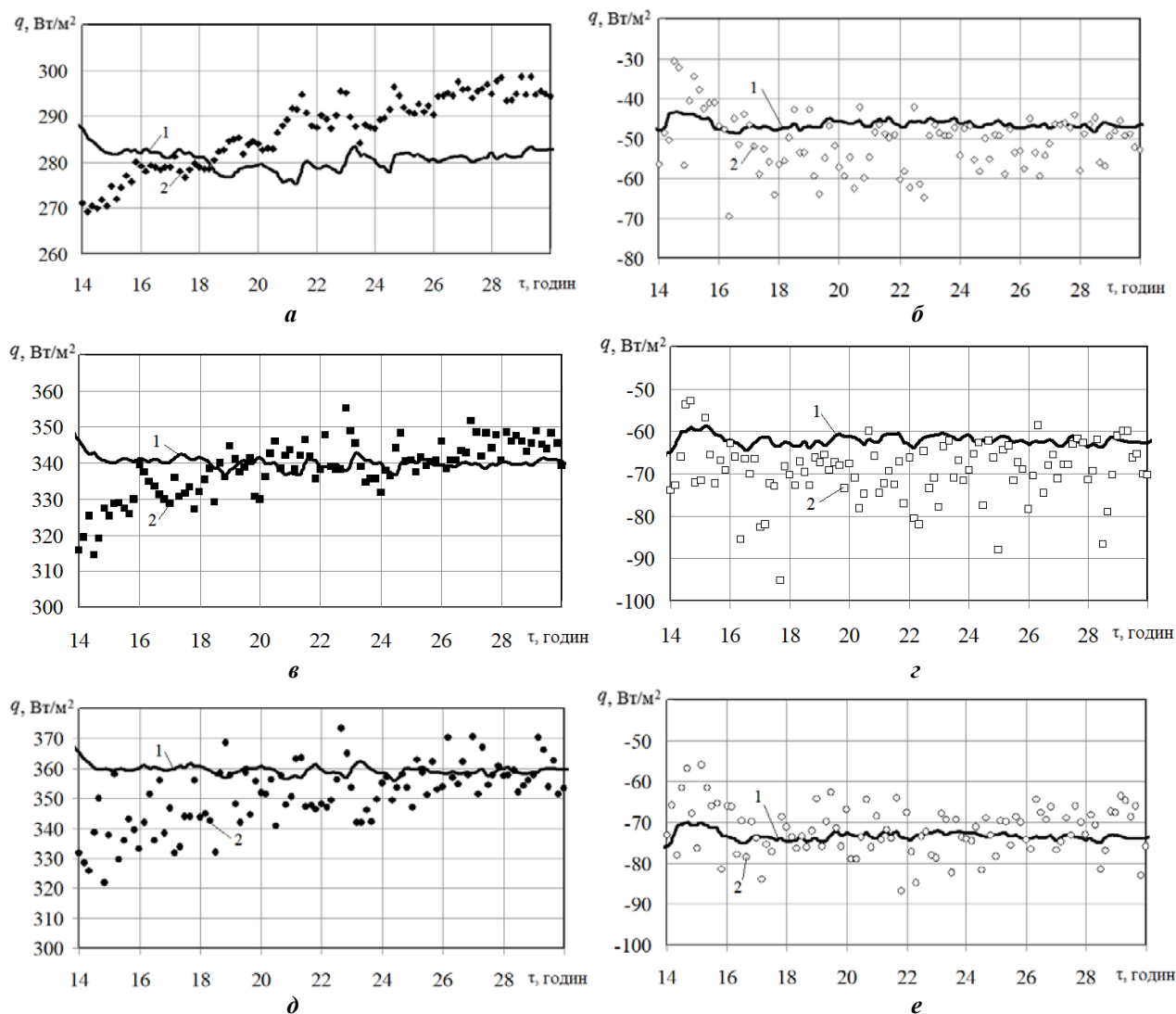


Рис. 8

Висновки. У результаті проведених досліджень процесів теплоперенесення через енергозберігаючий двокамерний СЕ було проаналізовано розподіли теплових потоків та температур на його зовнішній і внутрішній поверхнях. Встановлено, що 83...85% виділеної за рахунок електронагріву теплоти передається в приміщення, а 15...17% – у зовнішній простір. Використання вікон з електронагрівом дає можливість збільшити радіаційну складову теплового потоку від світлопрозорої огорожувальної конструкції в середину приміщення і таким чином покращити тепловий комфорт у приміщенні з таким вікном. Вмонтований задавач-терморегулятор в СЕ дає змогу задавати необхідну температуру відповідно до потреб користувачів. Застосування вікон з електронагрівом перешкоджає утворенню конденсату чи інею на поверхні такої віконної конструкції.

1. Guowen Ding, César Clavero. Silver-Based Low-Emissivity Coating Technology for Energy-Saving Window Applications. In book: *Modern Technologies for Creating the Thin-film Systems and Coatings*. InTech, 2017. Pp. 409–431. DOI: <https://doi.org/10.5772/67085>.
2. Basok B., Davydenko B., Kuzhel L., Voznyak O., Novikov V., Goncharuk S. Heat Transfer Through a Triple Glazed Window with Low Emission Coating in Unsteady Conditions. *No Conference Proceedings of Scientific Papers, «CASSOTHERM 2018» Technical University of Kosice*. 2018. Pp. 1–9.
3. Basok B., Davydenko B., Zhelykh V., Goncharuk S., Kuzhel L. Influence of low-emissivity coating on heat transfer through the double-glazing windows. *Building physics in theory and practice (Fizyka budowl w teorii i praktyce)*. Vol. VIII. No 4. 2016. Pp. 5–8.

4. Xiao-Hong Rong, Wen-Liang Wang. Design of energy saving film used in residential buildings. 3rd International Forum on Energy, Environment Science and Materials (IFEESM 2017). 2018. Pp. 1698–1701. DOI: <https://doi.org/10.2991/ifeesm-17.2018.309>.
5. Basok B.I., Davydenko B.V., Isaev S.A., Goncharuk S.M., Kuzhel L.N. Numerical Modeling of Heat Transfer Through a Triple-Pane Window. *Journal of Engineering Physics and Thermophysics*. 2016. Vol. 89 (5). Pp. 1277–1283. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10891-016-1492-7>.
6. Басок Б.И., Давыденко Б.В., Новицкая М.П., Гончарук С.М., Недбайло А.Н. Влияние толщины газовой прослойки на термическое сопротивление однокамерного стеклопакета. *Промышленная теплотехника*. 2012. Т. 34. № 1. С. 100–107.
7. Yafang Han. Advanced Functional Materials. *Proceedings of Chinese Materials Conference 2017*. Springer Nature Singapore Pte Ltd, 2018. 456 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-981-13-0110-0>.
8. Gloriant François, Joulin Annabelle, Tittlein Pierre, Lassue Stéphane. Using heat flux sensors for a contribution to experimental analysis of heat transfers on a tripleglazed supply-air window. *Energy*. 2021. Vol. 215. Pp. 119–154. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.energy.2020.119154>.
9. Moreau Alain, Sansregret Simon, Fournier Michael. Modeling and Study of the Impacts of Electrically Heated Windows on the Energy Needs of Buildings. *6th IASME/WSEAS International Conference on heat transfer, thermal engineering and environment (HTE'08)*. Rhodes, Greece, August 20–22, 2008. Pp. 76–83.
10. Balázs Cakó, Dalma Lovig, András Ózdi. Measuring the effects of heated windows on thermal comfort. *Pollack Periodica*. 2021. Vol. 16(3). Pp. 114–119. DOI: <https://doi.org/1556/606.2021.00361>.
11. Lee R., Kang E., Lee H., Yoon J. Heat Flux and Thermal Characteristics of Electrically Heated Windows: A Case Study. *Sustainability*. 2022. Vol. 14(1). 481. Pp. 1–16. DOI: <https://doi.org/10.3390/su14010481>.
12. Круковский П.Г., Смольченко Д.А., Круковский Г.П., Дейнеко А.І. Аналіз опалювальної здатності вікон з електропідігрівом. *Теплофізика та Теплоенергетика*. Т. 43 (4). С. 62–67. DOI: <https://doi.org/10.31472/tte.4.2021.7>.

EXPERIMENTAL AND NUMERICAL STUDIES OF HEAT TRANSFER FROM A DOUBLE-GLAZED WINDOW WITH ELECTRIC HEATING OF ITS SURFACE

B.I. Basok¹, B.V. Davydenko¹, S.M. Goncharuk¹, A.M. Pavlenko^{1,2}

¹ – Institute of Engineering Thermophysics of NAS of Ukraine, 2a, Marii Kapnist Str., Kyiv, 03057, Ukraine.

² – Department of Building Physics and Renewable Energy, Kielce University of Technology, aleja Tysiąclecia Państwa Polskiego 7, Kielce, 25-314, Poland.

E-mail: goncharuk-s@ukr.net

The results of experimental and theoretical studies of heat transfer processes through a two-chamber double-glazed window (4i-10-4M1-10-4i) with electric heating are presented. Electric heating was carried out on the inner surface of the inner glass by applying a voltage to its low-emission coating. A thermophysical heat transfer model has been created through an electrically heated double-glazed window. This made it possible to determine the characteristics of the thermal regime of double-glazed windows with electric heating. Verification of the created numerical model was carried out using the data of experimental studies. The obtained distributions of heat fluxes and temperatures on the outer and inner surfaces of a double-glazed window with electric heating are analyzed. Ref. 12, fig. 8.

Keywords: window with electric heating, heat transfer, thermal regime.

1. Guowen Ding, César Clavero. Silver-Based Low-Emissivity Coating Technology for Energy-Saving Window Applications. In book: *Modern Technologies for Creating the Thin-film Systems and Coatings*. InTech, 2017. Pp. 409–431. DOI: <https://doi.org/10.5772/67085>.
2. Basok B., Davydenko B., Kuzhel L., Voznyak O., Novikov V., Goncharuk S. Heat Transfer Through a Triple Glazed Window with Low Emission Coating in Unsteady Conditions. *No Conference Proceedings of Scientific Papers, «CASSOTHERM 2018» Technical University of Kosice*. 2018. Pp. 1–9.
3. Basok B., Davydenko B., Zhelykh V., Goncharuk S., Kuzhel L. Influence of low-emissivity coating on heat transfer through the double-glazing windows. *Building physics in theory and practice (Fizyka budowli w teorii i praktyce)*. Vol. VIII. No 4. 2016. Pp. 5–8.
4. Xiao-Hong Rong, Wen-Liang Wang. Design of energy saving film used in residential buildings. 3rd International Forum on Energy, Environment Science and Materials (IFEESM 2017). 2018. Pp. 1698–1701. DOI: <https://doi.org/10.2991/ifeesm-17.2018.309>.
5. Basok B.I., Davydenko B.V., Isaev S.A., Goncharuk S.M., Kuzhel L.N. Numerical Modeling of Heat Transfer Through a Triple-Pane Window. *Journal of Engineering Physics and Thermophysics*. 2016. Vol. 89 (5). Pp. 1277–1283. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10891-016-1492-7>.
6. Basok B.I., Davydenko B.V., Novitska M.P., Goncharuk S.M., Nedbailo A.N. Influence of the thickness of the gas layer on the thermal resistance of a single-chamber double-glazed window. *Promyshlennaya teplotekhnika*. 2012. Vol. 34. No 1. Pp. 100–107. (Rus)

7. Yafang Han. Advanced Functional Materials. *Proceedings of Chinese Materials Conference 2017*. Springer Nature Singapore Pte Ltd, 2018. 456 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-981-13-0110-0>.
8. Gloriant François, Joulin Annabelle, Tittlein Pierre, Lassue Stéphane. Using heat flux sensors for a contribution to experimental analysis of heat transfers on a tripleglazed supply-air window. *Energy*. 2021. Vol. 215. Pp. 119–154. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.energy.2020.119154>.
9. Moreau Alain, Sansregret Simon, Fournier Michael. Modeling and Study of the Impacts of Electrically Heated Windows on the Energy Needs of Buildings. 6th IASME/WSEAS International Conference on *heat transfer, thermal engineering and environment (HTE'08)*. Rhodes, Greece, August 20-22, 2008. Pp. 76–83.
10. Balázs Cakó, Dalma Lovig, András Ózdi. Measuring the effects of heated windows on thermal comfort. *Pollack Periodica*. 2021. Vol. 16(3). Pp. 114–119. DOI: <https://doi.org/1556/606.2021.00361>.
11. Lee R., Kang E., Lee H., Yoon J. Heat Flux and Thermal Characteristics of Electrically Heated Windows: A Case Study. *Sustainability*. 2022. Vol. 14(1). 481. Pp. 1–16. DOI: <https://doi.org/10.3390/su14010481>.
12. Krukovskyi P.G., Smolchenko D.A., Krukovskyi G.P., Deineko A.I. Analysis of the heating capacity of electrically heated windows. *Teplofizyka ta teploenerhetyka*. Vol. 43(4). Pp. 62–67. DOI: <https://doi.org/10.31472/tpe.4.2021.7>. (Ukr)

Надійшла: 01.06.2022

Прийнята: 08.08.2022

Submitted: 01.06.2022

Accepted: 08.08.2022

ТЕХНОЛОГІЧНЕ ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ

УДК 537.612 : 621.791.92

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.62.019>**ВПЛИВ СТРУМОПІДВОДУ НА ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ПРОЦЕСИ
В КРИСТАЛІЗАТОРІ ДЛЯ ЕЛЕКТРОШЛАКОВОГО НАПЛАВЛЕННЯ МЕТАЛУ**

Ю.М. Гориславець^{*1}, докт. техн. наук, **О.І. Бондар**^{**1}, канд. техн. наук,
В.М. Проскудін^{***2}, канд. техн. наук, **Ю.М. Кусков**^{****2}, докт. техн. наук,
С.В. Римар^{*****2}, докт. техн. наук, **А.В. Нетяга**^{*****2}, інж.

¹ – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна
e-mail: yugoris@ukr.net

² – Інститут електрозварювання ім. Є.О. Патона НАН України,
вул. К. Малевича, 11, Київ-150, 03150, Україна
e-mail: elmag@paton.kiev.ua

Наведено результати чисельного моделювання електромагнітних процесів у системі електрошлакового наплавлення металу з секційним кристалізатором для різного положення клем струмопідводу, яке виконано на основі розробленої математичної моделі. Результати представлено у вигляді розподілів густини струму в металі секції з вертикальним розрізом та електромагнітних сил у рідкому шлаку. Показано, що переміщення по азимуту верхньої клеми кристалізатора, яка приєднана до струмопідвідної секції, відносно її вертикального розрізу суттєво впливає на електромагнітні сили у шлаковій ванні, але не змінює потужність тепловиділення в системі. В той же час положення нижньої клеми, приєднаної до заготовки, практично не впливає не тільки на тепловиділення, але і на сили в рідкому шлаку. Бібл. 6, рис. 2, таблиця.

Ключові слова: електрошлакове наплавлення металу, струмопідвідний кристалізатор, математичне моделювання, густина електричного струму, електромагнітні сили, тепловиділення.

Електрошлакове наплавлення (ЕШН) металу – технологія, яка знайшла широке застосування в промисловості, зокрема в металургійному та гірничорудному виробництві, енергетичному та нафтохімічному машинобудуванні, виробництві композитних матеріалів тощо. Її сутність ґрунтується на нанесенні розплавленого металу на робочу поверхню виробу, за якої оплавлення основного та розплавлення спеціального присадного металів відбувається за рахунок тепла, що виділяється в шлаковій ванні під час проходження через неї електричного струму [1]. Відомі різні способи та засоби (системи), які реалізують цю технологію.

Сьогодні широкого застосування набули системи наплавлення, які використовують спеціальні формувальні пристрої – кристалізатори. Такі кристалізатори виготовляються переважно із міді і можуть бути електрично нейтральними або струмопідвідними (струмопровідними). Хоча висвітленню останніх систем присвячена значна кількість наукових праць, все ж залишаються питання, які потребують додаткового висвітлення (дослідження). Особливо це стосується електромагнітних процесів, які для цієї технології є першопричиною інших, у більшості випадків, взаємопов'язаних фізичних процесів – теплових, гідродинамічних, технологічних тощо.

На рис. 1 представлено типову систему наплавлення у вигляді секційного струмопідвідного кристалізатора. Вона складається із верхньої струмопровідної секції 1, що має вертикальний розріз у радіальному напрямі 2, який перетворює її в одновитковий індуктор, та нижньої секції 3, в якій міститься частина шлакової ванни 4 та формується метал, що наплавля-



ється. Верхня секція має графітову футеровку (покриття) 5, яка захищає її від електроерозійного впливу розплавленого шлаку. Секції розділені між собою електроізоляційною прокладкою 6 (азбест). Під нижньою секцією знаходиться заготовка 7, на яку наплавляється метал підвищеної міцності та зносостійкості. У момент підключення такої системи до напруги, яка подається на одну з клем верхньої секції та на клему заготовки, внаслідок протікання струму

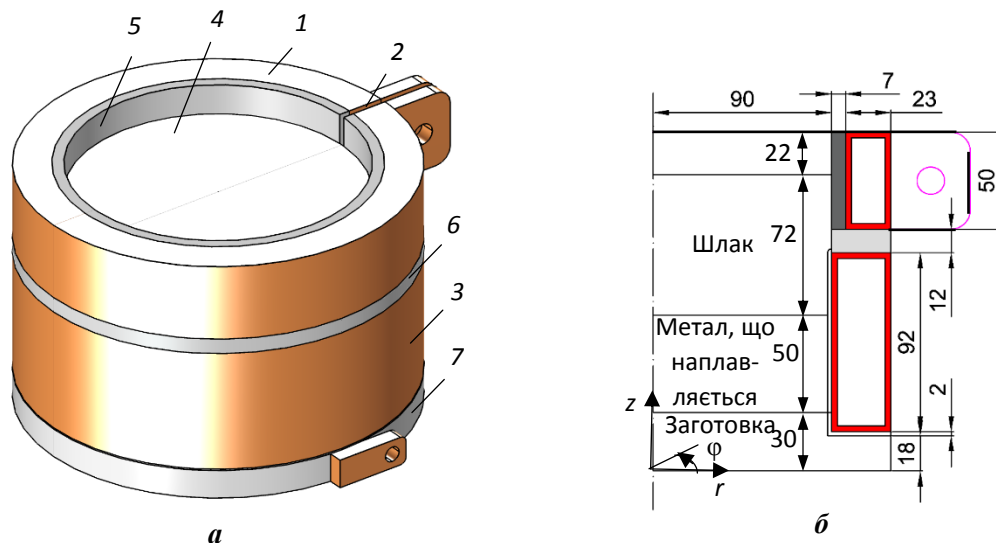


Рис. 1

в шлаковій ванні виникає значне тепловиділення та створюється вихровий рух (зокрема обертальний) рідкого шлаку під дією електромагнітних сил.

Конструкція секційного кристалізатора, що забезпечує обертання шлаку (шлакової ванни) при підведенні струму до верхньої електрично ізольованої секції, були описані в [2] та інших роботах. Технологічні особливості процесу електрошлакового наплавлення в такому кристалізаторі експериментально досліджувалися в роботі [3]. У ній, зокрема, показано, що швидкість обертання шлаку залежить від місця розташування клем верхньої секції, на яку подається напруга, відносно вертикального розрізу. В роботі наведена залежність швидкості обертання шлакової ванни від кута між клемою та розрізом в діапазоні $0^\circ \dots 180^\circ$. Зазначено, що максимум швидкості припадає на кут 90° між ними. З огляду на відсутність наукового обґрунтування представленої залежності, це питання потребує додаткового дослідження, яке може бути проведено шляхом математичного моделювання фізичних процесів, що протікають у такій системі.

Слід зазначити, що в процесі виконання таких досліджень необхідно враховувати декілька важливих моментів, серед яких – коректне визначення контактних опорів «мідь – графіт», «графіт – рідкий шлак» та ін., адже їхній вплив на характер протікання процесу ЕШН може бути суттєвим. Відомо, що значення імпедансу контактного опору залежить від фактичної площі контакту, яка, в свою чергу, визначається рельєфом поверхні, тиском між поверхнями контактної пари та частотою зміни прикладених електричних потенціалів. У дослідженні електромагнітних процесів ЕШН на промисловій частоті останнім можна знехтувати. Залежність питомого електричного контактного опору пари «мідь – графіт» від тиску (в діапазоні $1 \dots 7$ МПа/см²) досліджувалася в роботі [4] за постійної температури в зоні контакту. Така залежність може бути використана для моделювання процесу ЕШН.

Крім того, труднощі моделювання зазначеного процесу пов'язані із циліндричною асиметрією кристалізатора в зв'язку з наявністю вертикального розрізу, а отже, з тривимірним характером розподілу електромагнітного поля, а також з недостатністю даних, що стосуються фізичних характеристик рідких та твердих шлаків, значення яких можуть варіюватися в широкому діапазоні [5]. Тому фізичні характеристики цих матеріалів мають обиратися такими, щоб результати моделювання якнайкраще узгоджувалися з експериментально отриманими даними.

У роботі [6] представлено математичну модель для дослідження електромагнітних процесів у таких кристалізаторах з урахуванням зазначених особливостей, а також наведено результати моделювання цих процесів для типової конструкції системи, струмопідвід якої виконано за схемою, представленою на рис. 1.

Задача цієї роботи – на підставі сформульованої в [6] математичної моделі розширити дослідження електромагнітних процесів у системі ЕШН з секційним струмопідвідним кристалізатором з метою встановлення впливу місця розташування струмопідводу цієї системи на зазначені процеси.

За аналогією з [6] дослідження виконувалися шляхом чисельного моделювання електромагнітних процесів у системі наплавлення, представлений на рис. 1, для різного положення (відносно вертикального розрізу) верхньої і нижньої клем струмопідводу. Моделювання, як і раніше, проводилося за тих самих, що і в [6], припущеннях і вихідних даних. Основні з них такі. Залежністю фізичних характеристик матеріалів від температури та електромагнітного поля нехтувалося. Прийнято, що метал, який наплавляється, та метал заготовки – один і той самий феромагнітний матеріал. Водночас вважалося, що температура першого з них вище температури Кюрі, а другого – нижче, для якого відносна магнітна проникність приймалася постійною. Рідка фаза металу, що наплавляється, (верхня його частина) і тверда мають однакову електропровідність. Рух рідкої фази металу та шлаку не враховувався. Структура шлаку приймалася однорідною, а його фізичні характеристики по всьому об'єму вважалися незмінними. Електричний контакт у межах однієї контактної поверхні приймався однорідним.

На рис. 2 представлено отримані в результаті проведеного моделювання розподіли густини струму j у міді верхньої струмопідвідної секції та питомих електромагнітних сил f (позначено стрілками), що діють на шлак, у горизонтальному перерізі шлакової ванни на глибині 15 мм від верхньої поверхні для різних значень кута φ_k між верхньою клемою та вертикальним розрізом цієї секції. Зазначимо, що рис. 2 *a* відповідає куту $\varphi_k = 3^0$ (умовно $\varphi_k = 0$); рис. 2 *b* – куту $\varphi_k = 45^0$; рис. 2 *в* – куту $\varphi_k = 85^0$; рис. 2 *г* – куту $\varphi_k = 135^0$; рис. 2 *д* – куту $\varphi_k = 175^0$ (умовно 180^0). Рис. 2 *e* відповідає куту $\varphi_k = -3^0$ (умовно 360^0), тобто випадку, коли живлення подається до другого кінця верхньої секції.

Звідси видно, що розташування верхньої клем живлення суттєво впливає як на розподіл струму в мідній секції, так і на розподіл електромагнітних сил у рідкому шлаку. Із збільшенням кута φ_k від нуля до 180^0 сили зменшуються, одночасно змінюється також їхній напрямок і розподіл. Якщо за $\varphi_k = 0$ в основному превалює азимутальна компонента, яка створює обертовий одноконтурний рух шлаку, то за $\varphi_k = 180^0$ розподіл електромагнітних сил стає таким, який має привести до симетричного двоконтурного вихрового руху. За проміжних значень цього кута очікується несиметричний двоконтурний рух, або послаблений одноконтурний. Остаточне підтвердження цього висновку може дати моделювання гідродинамічних процесів у такій системі.

Але навіть і без такого моделювання проведений аналіз розподілу електромагнітних сил залежно від кута φ_k дає змогу припустити, що максимальна інтенсивність обертового руху рідкого шлаку буде за $\varphi_k = 0$. Збільшення цього кута призведе до того, що гідродинамічна течія буде перебудовуватися, аж поки в момент $\varphi_k = 180^0$ вона не трансформується у два однакові протилежно направлені потоки (вихори). Подальше збільшення цього кута знову буде змінювати структуру течії від двоконтурної форми до одноконтурної, яка в момент $\varphi_k = 360^0$ набуде такої ж максимальної швидкості, але протилежного порівняно з $\varphi_k = 0$ напрямку.

Отже, за рахунок переміщення по азимуту верхньої клем струмопідводу відносно вертикального розрізу струмопровідної секції кристалізатора можна в широкому діапазоні керувати інтенсивністю і структурою вихрового руху рідкого шлаку в системі електрошлакового наплавлення металу. Принагідно слід зазначити, що отримані тут результати опосередковано не підтверджують

	Значення
U , В	40 (експеримент 35...45)
I , кА	2,33 (експеримент 1,6...2,2)
P_{slag} , кВт	88,4
P_{cs} , Вт	17...60
P_{gr} , Вт	193

висновок роботи [3] про те, що максимальна швидкість обертання рідкого шлаку досягається за $\varphi_k = 90^\circ$.

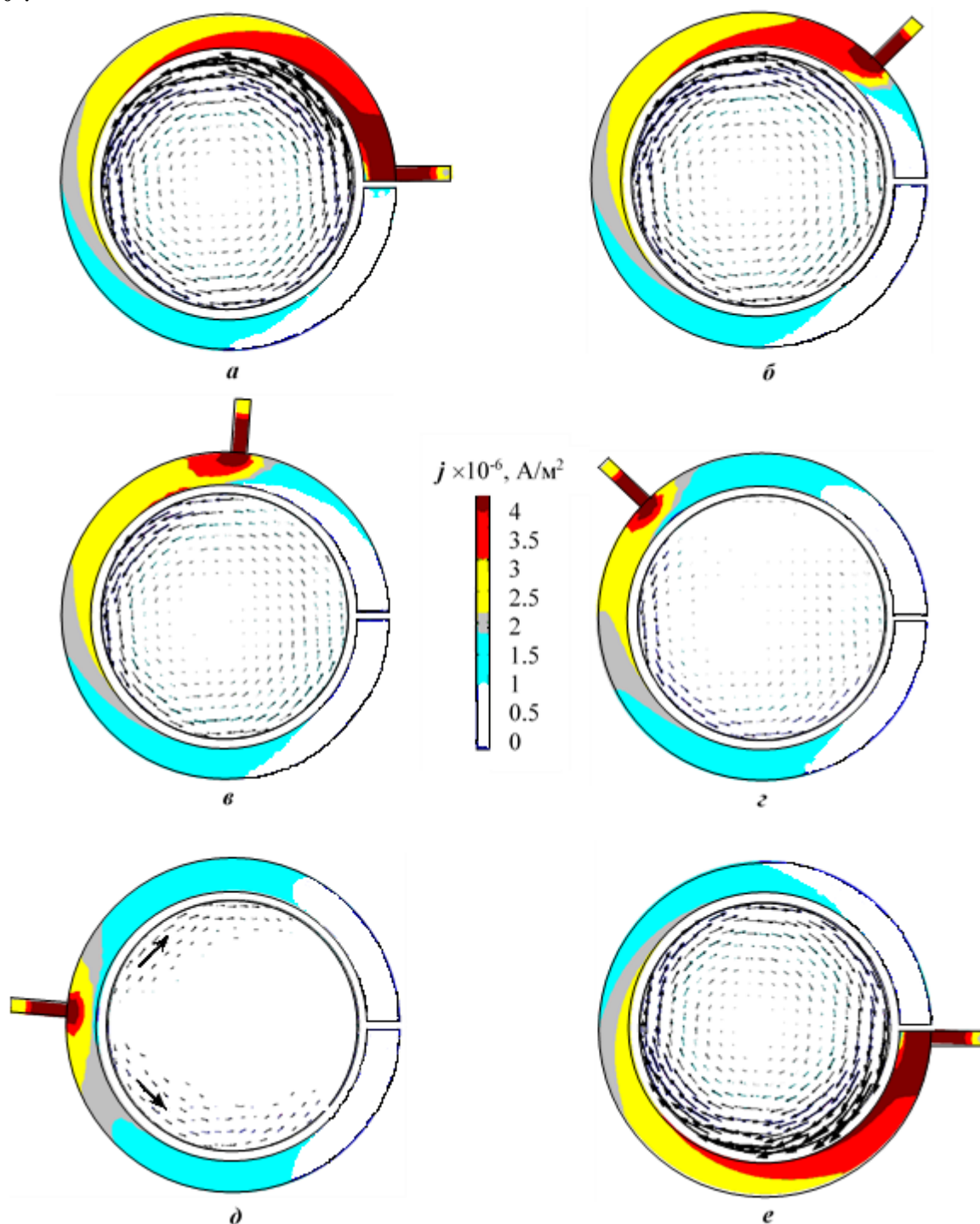


Рис. 2

Результати цього моделювання показали, що електромагнітні параметри системи наплавлення, а також інтегральні тепловиділення в її елементах практично не залежать від місця розташування верхньої клеми живлення. Їхні середні значення представлено в таблиці, де U та I – напруга та струм джерела живлення відповідно; P_{slag} – тепловиділення в об'ємі рідкого шлаку; P_{cs} – тепловиділення в струмопровідній секції; P_{gr} – тепловиділення в графітовій футеровці. Це означає, що у випадку керування вихровим рухом шлаку за рахунок переміщення верхньої клеми тепловий стан системи не буде змінюватися. Останнє важливо, оскільки регулювати швидкість обертання шлаку за допомогою, наприклад, зміни струму (напруги) не завжди можливо у зв'язку із прямим впливом цих параметрів на температуру шлаку і металу в кристалізаторі, що може призвести до їхнього недогріву, або перегріву.

Досліджувався також вплив нижньої клеми живлення, приєднаної до заготовки. Для цього розглядалися різні комбінації приєднання (розташування) двох клем (верхньої і нижньої) відносно вертикального розрізу струмопровідної секції кристалізатора. У результаті встановлено, що за фіксованого розташування верхньої клеми переміщення клеми, яка приєднана до заготовки, мало впливає на тепловиділення в системі та розподіл електромагнітних сил у рідкому шлаку, а тому в першому наближенні цей вплив можна не враховувати.

Висновок. Переміщення по азимуту верхнього струмопідводу секційного кристалізатора відносно його вертикального розрізу дає змогу керувати циркуляцією рідкого шлаку в системі електрошлакового наплавлення металу без впливу на її тепловий стан.

Фінансується за держбюджетною темою «Розвиток теорії електротехнологічних процесів та розроблення ефективних електроплавильних і електрозарядних систем з керованим електромагнітним впливом» (шифр "Елтех"). КПКВК 6541030.

1. Кусков Ю.М., Скороходов В.Н., Рябцев И.А., Сарычев И.А. Электрошлаковая наплавка. Москва: Наука и технологии, 2001. 180 с.
2. Ксендзык Г.В. Токоподводящий кристаллизатор, обеспечивающий вращение шлаковой ванны. *Специальная электрометаллургия*. 1975. Вып. 27. С. 32–40.
3. Соколов Г.Н., Михеев А.Н., Павлов А.А. Электрошлаковая наплавка в секционном кристаллизаторе оправок трубопрошивного стана. *Сварочное производство*. 2002. № 6. С. 31–34.
4. Карвацкий А.Я., Лелека С.В., Пулинец И.В., Лазарев Т.В., Педченко А.Ю. Исследование электрического контактного сопротивления графита с медью и терморасширенным графитом. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2014. № 5(5). С. 45–49. URL: http://nbuv.gov.ua/UJRN/Vejpte_2014_5%285%29_10.
5. Kharicha A. Karimi-Sibaki E., Wu M., Ludwig A., Bohacek J. Review of Modeling and Simulation of Electroslag Remelting. *Steel Research International*. 2018. Vol. 89. No. 1. 1700100. 20 p. URL: <https://doi.org/10.1002/srin.201700100>.
6. Гориславец Ю.М., Бондар О.І., Проскудін В.М., Кусков Ю.М., Римар С.В., Нетяга А.В. Моделирование электромагнитных процессов в секционном кристаллизаторе для электрошлакового наплавления металу. *Техн. електродинаміка*. 2022. №4. С. 64–68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.04.064>

INFLUENCE OF ELECTRICAL CURRENT TERMINALS ON ELECTROMAGNETIC PROCESSES IN A MOULD FOR ELECTROSLAG SURFACING OF METAL

Y.M. Goryslavets¹, O.I. Bondar¹, V.M. Proskudin², Yu.M. Kuskov², S.V. Rymar², A.V. Netyaha²

¹ – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 56, pr. Peremohy, Kyiv, 03057, Ukraine

e-mail: yugoris@ukr.net

² – E.O. Paton Electric Welding Institute of the National Academy of Sciences of Ukraine,

11, Kazymyr Malevych St., Kyiv, 03150, Ukraine

e-mail: elmag@paton.kiev.ua

The results of numerical modeling of electromagnetic processes in the system of electroslag surfacing of metal with sectional mould for different positions of the terminals of the current supply, which is made on the basis of the developed mathematical model. The results are presented in the form of current density distributions in the metal of section with a vertical slit and electromagnetic forces in the liquid slag. It is shown that the azimuth displacement of the upper terminal of the mould, which is connected to the current-carrying section relative to its vertical slit, significantly affects the electromagnetic forces in the slag bath but does not change the heat output in the system. At the same time, the position of the lower terminal connected to the workpiece has virtually no effect not only on heat dissipation but also on the forces in the liquid slag. Ref. 6, fig. 2, table.

Keywords: electroslag surfacing of metal, current-carrying mould, mathematical modeling, electric current density, electromagnetic forces, heat dissipation.

1. Kuskov Yu.M., Skorokhodov V.N., Ryabtsev I.A., Sarychev I.A. Electroslag welding. Moskwa: Nauka i tekhnologii, 2001. 180 p. (Rus)
2. Ksendzyk G.V. Current-carrying mould, which ensures the rotation of the slag bath. *Spetsialnaya elektrometal-lurgiya*. 1975. Iss. 27. Pp. 32–40. (Rus)
3. Sokolov G.N., Mikheev A.N., Pavlov A.A. Electroslag surfacing in a sectional mold of mandrels of a pipe-piercing mill. *Svarochnoe proizvodstvo*. 2002. No 6. Pp. 31–34. (Rus)

4. Karvatsky A.Ya., Leleka S.V., Pulinets I.V., Lazarev T.V., Pedchenko A.Yu. Study of electrical contact resistance of graphite with copper and thermally expanded graphite. *Vostochno-Yevropeyskiy zhurnal peredovykh tekhnologiy*. 2014. No 5(5). Pp. 45–49. (Rus) URL: http://nbuv.gov.ua/UJRN/Vejpte_2014_5%285%29_10.
5. Kharicha A., Karimi-Sibaki E., Wu M., Ludwig A., Bohacek J. Review of Modelling and Simulation of Electroslag Remelting. *Steel Research International*. 2018. Vol. 89. No 1. 1700100. 20 p. URL: <https://doi.org/10.1002/srin.201700100>.
6. Goryslavets Y.M., Bondar O.I., Proskudin V.M., Kuskov Y.M., Rymar S.V., Netyaga A.V. Modelling of electromagnetic processes in a sectional mold for electroslag surfacing of metal. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2022. No 4. Pp. 64–68. (Ukr) (Ukr) (Ukr)DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.04.064>

Надійшла: 06.06.2022

Прийнята: 09.06.2022

Submitted: 06.06.2022

Accepted: 09.06.2022

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.62.025>

STUDY OF THE INFLUENCE OF CHANGING THE PARAMETERS OF BRUSHLESS MAGNETOELECTRIC MOTORS OF THE RETURN-ROTARY MOTION ON THEIR CHARACTERISTICS

K.P. Akinin*, V.G. Kireyev**, I.S. Petukhov***, A.A. Filomenko****, V.A. Lavrinenko, E.M. Mikhailik

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
e-mail: kvg2016@ukr.net

The paper presents the results of studies on the influence of changing the parameters of a specialized brushless magnetoelectric motor on its characteristics in the mode of return-rotary motion. The frequency dependencies of the amplitude of the rotor oscillation angle, the effective value of the stator current, the efficiency index of the motor operation mode, the amplitude of the angular speed of the rotor oscillations, the amplitude of the stator voltage, the total value of losses in the motor are given. The dependences of the resonant frequency of mechanical oscillations on the changing values of the elasticity coefficient, the moment of inertia, and temperature-dependent parameters are determined. The dependence of the maximum value of the efficiency of the return-rotary motion motor on the viscosity coefficient of the mechanical load is obtained. It is shown that the most economical mode of operation of the motor is provided under the condition of resonance of mechanical oscillations. Ref. 11, fig. 5.

Keywords: brushless magnetoelectric motor, return-rotary motion, frequency characteristic, motor parameters, resonant frequency.

Introduction. One of the tasks arising in developing various electromechanical systems is the study of the influence of changes in the parameters of executive electric motors on their characteristics. Reasons for changing the parameters may be different. Firstly, these can be parametric disturbances due to temperature changes or the influence of some other factors. Secondly, the range of variation of some parameters can be determined by the developer himself in optimizing the device or its mode of operation. Naturally, the specificity of such studies is determined by the properties and features of the executive motor, as well as the mode it is controlled.

This paper is focused on studying the influence of changing parameters on the characteristics concerning systems of return-rotary motion based on electric motors [1-4], designed to control the trajectory of the actuating element with a given frequency and angular amplitude. An essential feature of such systems is their inherent effect of mechanical resonance, which appears in a specific range of changes in the oscillation frequency of the actuating element.

Here, the authors propose a specialized brushless magnetoelectric motor (BMM) of return-rotary motion in a limited range of changes in the angle of rotation of the shaft [5]. A feature of such a motor is installing an additional permanent magnet into its structure in the gap between the winding coils to realize an elastic magnetic coupling between the stator and the rotor, which allows positioning the motor shaft in the initial angular position. A noteworthy circumstance is also that by affecting the stator winding to alternating voltage, direct control of the frequency and amplitude of the mechanical oscillations of the actuating element is provided without the usage of mechanical transducers of motion trajectories.



The purpose of the paper is to study the influence of changing the parameters of the specialized BMM of a return-rotary motion on its frequency characteristics, as well as to determine the dependencies of the mechanical resonance frequency on those parameters that affect it.

The main material and study results. The structure of the considered BMM was described in detail in [5]. Here we only briefly note that the BMM of return-rotary motion is a specialized brushless electric machine consisting of a slotless stator with a single-phase winding, a magnetic circuit external to it and an additional permanent magnet in the gap between the active sections of the winding to ensure the elastic magnetic coupling between the stator and the rotor, on which a bipolar permanent magnet and an actuating element are installed.

The mathematical model of BMM for the return-rotary motion control is described by the equations [6]:

$$L \frac{di}{dt} = -Ri - k_m \omega \cos \alpha + u; \quad (1)$$

$$M = k_m i \cos \alpha; \quad M_\omega = k_\omega \omega; \quad M_L = k_L \omega; \quad (2-4)$$

$$M_\alpha = k_\alpha \sin \alpha; \quad M_R = M_B \operatorname{sign}(\omega); \quad (5, 6)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = M - M_\omega - M_\alpha - M_R - M_L; \quad \frac{d\alpha}{dt} = \omega. \quad (7, 8)$$

where i , u are current and control voltage of the stator; ω , α are angular speed and angle of the rotor shaft oscillation; M is electromagnetic torque of the motor; M_ω , M_α , M_R , M_L are torques of viscous friction and elasticity, the reactive torque of the bearings, and the load torque, respectively; L , R are inductance and active resistance of the stator winding; k_m is motor torque coefficient; J is the total moment of inertia of the rotor and load; k_ω , k_α are coefficients of viscosity and elasticity of the motor; M_B is the torque of resistance of the bearings. In this study, it is assumed that the mechanical load viscosity coefficient k_L takes into account the parametric disturbance acting on the motor. The adequacy of the presented mathematical model (1–8) of the BMM of the return-rotary motion was confirmed as a result of previous experimental studies [7].

Considering the mathematical model (1–8), let's analyze the structure of the motor parameters.

The values of inductance L , active resistance R of the stator winding, and, to some extent, the torque coefficient k_m are determined by the structure and geometry of the stator winding, as well as the magnetic system of the motor. In addition, the magnitude of the torque coefficient is determined by the properties of magnetic materials [8].

The total moment of inertia J on the rotor shaft is determined by the values of two components - the moments of inertia of the motor rotor and the actuator, and the parameters of the latter can be different depending on its size and weight.

The motor viscosity coefficient k_ω is determined by the magnetic circuit's eddy current losses and the stator winding's copper conductors. The value of this coefficient can be influenced by dividing the winding conductors into several parallel conductors of a smaller cross-section and using a magnetic circuit made of laminated or amorphous iron [9] or powder material [10]. In addition, it was shown above (4) that in our case, the mechanical load is modeled by introducing an additional viscosity coefficient k_L , which does not change the structure of the model (1–8), but leads to an increase in the overall value of the motor viscosity coefficient $k_\omega + k_L$.

The value of the motor elasticity coefficient k_α is determined by the parameters of the additional permanent magnet in the gap between the active sections of the stator winding and, of course, the structure and parameters of the magnetic motor system. The influence of this coefficient's value on the motor's characteristics is also to be studied in this paper.

Note that the values of the active resistance R of the stator winding, the torque coefficient k_m , and the coefficient of elasticity k_α of the motor depend on temperature changes [11]

$$R = (1 + a_T(T_T - T_{T0}))R_0; k_m = (1 - b_T(T_T - T_{T0}))k_{m0}; k_\alpha = (1 - b_T(T_T - T_{T0}))k_{\alpha0}, \quad (9-11)$$

where T_{T0} , R_0 , k_{m0} , $k_{\alpha0}$ are initial temperature, active resistance, torque coefficient, and coefficient of elasticity of the motor; T_T is motor temperature; a_T , b_T are temperature coefficients of the winding conductor (for copper) and reversible changes in magnetic induction (for modern high-coercivity permanent magnets based on the NdFeB intermetallic composition). In this paper, we assume $b_T = 0,0012 \text{ } 1/^\circ\text{C}$.

Thus, temperature and load viscosity changes determine the parametric perturbations affecting the return-rotary motion motor.

The return-rotary motion motor is controlled by effecting its stator windings to an alternating voltage with controlled amplitude and frequency. We restrict ourselves to studying the characteristics of the motor with a sinusoidal variant of the formation of the stator voltage and a frequency range from 1 to 100 Hz

$$u = U_A \sin 2\pi f_o t, \quad (12)$$

where U_A is the stator voltage amplitude; f_o is the frequency of mechanical oscillations of the rotor shaft.

Operating modes of BMM of return-rotary motion are characterized by several parameters [6]:

- amplitude α_A of the rotor oscillation angle;
- an effective value I of the stator current;

- performance index $k_1 = \frac{\alpha_A}{I^2}$ of the BMM operation mode with a given frequency and amplitude;

- amplitude ω_A of the angular speed of the rotor oscillations;

- the total value of losses in the motor $P = P_A + P_\omega + P_B$, while taking into account losses in the active resistance P_A of the stator winding, losses to overcome the torque of viscous friction P_ω , and the torque of resistance of the bearings P_B [12]. The indicated losses are determined by the

$$\text{formulas } P_A = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 R dt, P_\omega = \frac{1}{T} \int_0^T \omega M_\omega dt, P_B = \frac{1}{T} \int_0^T \omega M_R dt;$$

- efficiency η , defined as the ratio of useful power P_L , consumed to overcome the mechanical load, and the consumed power P_1

$$\eta = \frac{P_L}{P_1}, \quad (13)$$

$$\text{where } P_L = \frac{1}{T} \int_0^T \omega M_L dt \text{ and } P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt.$$

If we analyze the operation of the motor in a wide frequency range of mechanical oscillations from 1 to 100 Hz, then two main modes should be noted:

- stabilization of the amplitude of the rotor oscillation angle α_A in the low-frequency range of operation (up to 20-30 Hz);
- limitation of the effective value of the stator current I at oscillation frequencies of more than 20-30 Hz according to the conditions of the thermal state of the motor.

In this study, we assume such maximum specified values of the amplitude of the rotor oscillations angle $\alpha_3 = \pi/9 \text{ rad}$ and the effective value of the stator current $I_3 = 0,14 \text{ A}$. We also assume the basic values of the motor parameters: $L = 0,012 \text{ Hn}$, $R = 40 \text{ Ohm}$, $k_m = 0,125 \text{ Nm/A}$, $k_\omega = 6,5 \cdot 10^{-5} \text{ Nm s/rad}$, $J = 2,4 \cdot 10^{-6} \text{ kg m}^2$, $k_\alpha = 0,0448 \text{ Nm/rad}$, $M_B = 2 \cdot 10^{-4} \text{ Nm}$. The given values of the parameters characterize a low-power BMM with an outer diameter of the stator body of 34 mm and a length of 120 mm.

This paper is supposed to study the operating modes of the BMM of return-rotary motion for given basic values of the motor parameters and change only one parameter or several of them. Figures 1-4 show the study results in the form of families of frequency dependences. As a result of numerical modeling, families of frequency dependences of the main indicators of motor operation modes were obtained according to the accepted values of the variable parameters: elasticity coefficient k_α (Fig. 1), total moment of inertia J (Fig. 2), motor temperature T_T and parameters dependent on it (Fig. 3), as well as the sum of the viscosity coefficients k_ω and k_L (Fig. 4). The table shows the values of all variable parameters that were used in the calculations, where N is the characteristic number.

N	k_α , Nm/rad	J , kg m^2	T_T , $^\circ\text{C}$	R , Ohm	k_m , Nm/A	k_α , Nm/rad	k_ω , Nm s/rad	k_L , Nm s/rad
1	0,0138	$1,2 \cdot 10^{-6}$	-60	27,5	0,137	0,0491	$1,625 \cdot 10^{-5}$	0
2	0,0249	$2,4 \cdot 10^{-6}$	+20	40,0	0,125	0,0448	$3,25 \cdot 10^{-5}$	0
3	0,0448	$3,6 \cdot 10^{-6}$	+120	55,6	0,11	0,0394	$6,5 \cdot 10^{-5}$	0
4	0,0806	—	—	—	—	—	$6,5 \cdot 10^{-5}$	$6,5 \cdot 10^{-5}$
5	0,1452	—	—	—	—	—	$6,5 \cdot 10^{-5}$	$1,95 \cdot 10^{-4}$
	Fig. 1	Fig. 2	Fig. 3				Fig. 4	

All figures show families of graphs of frequency dependences of the rotor oscillation angle amplitude $\alpha_A(\omega)$ (a), the effective value of the stator current $I(\omega)$ (b), the performance index $k_1(\omega)$ of the motor operation mode (c), the amplitude $\omega_A(\omega)$ of the angular speed of the rotor oscillations (d), the amplitude $U_A(\omega)$ of the stator voltage (e), the total value of losses in the motor $P(\omega)$ (f). In addition, all figures marked with the letter g show families of dependences of the amplitude of the rotor oscillation angle $\alpha_A(\omega)$, calculated under the condition of limiting the effective value of the stator current at $I_3 = 0,14 \text{ A}$. Fig. 1, 2, and 3 (h) show the dependencies of the resonant frequency f_R on the changing values of the elasticity coefficient k_α , moment of inertia J , and temperature T_T , respectively. Fig. 4 (h) shows the frequency dependences of the efficiency $\eta(\omega)$ calculated for 4 and 5 calculation variants, that is, for those cases when a mechanical load is simulated on the motor shaft. All characteristics in the figures are numbered with numbers corresponding to the number N indicated in the table.

Fig. 5 shows the dependence of the maximum value of the efficiency $\eta_{\max}$ on the viscosity coefficient k_L of the mechanical load, through which the parametric perturbation affecting the motor is taken into account. The maximum value of the coefficient $\eta_{\max}$ was determined based on the frequency characteristics $\eta(\omega)$ (Fig. 4 h). The dependence is calculated at a fixed value of the motor viscosity coefficient $k_\omega = 6,5 \cdot 10^{-5} \text{ Nm s/rad}$.

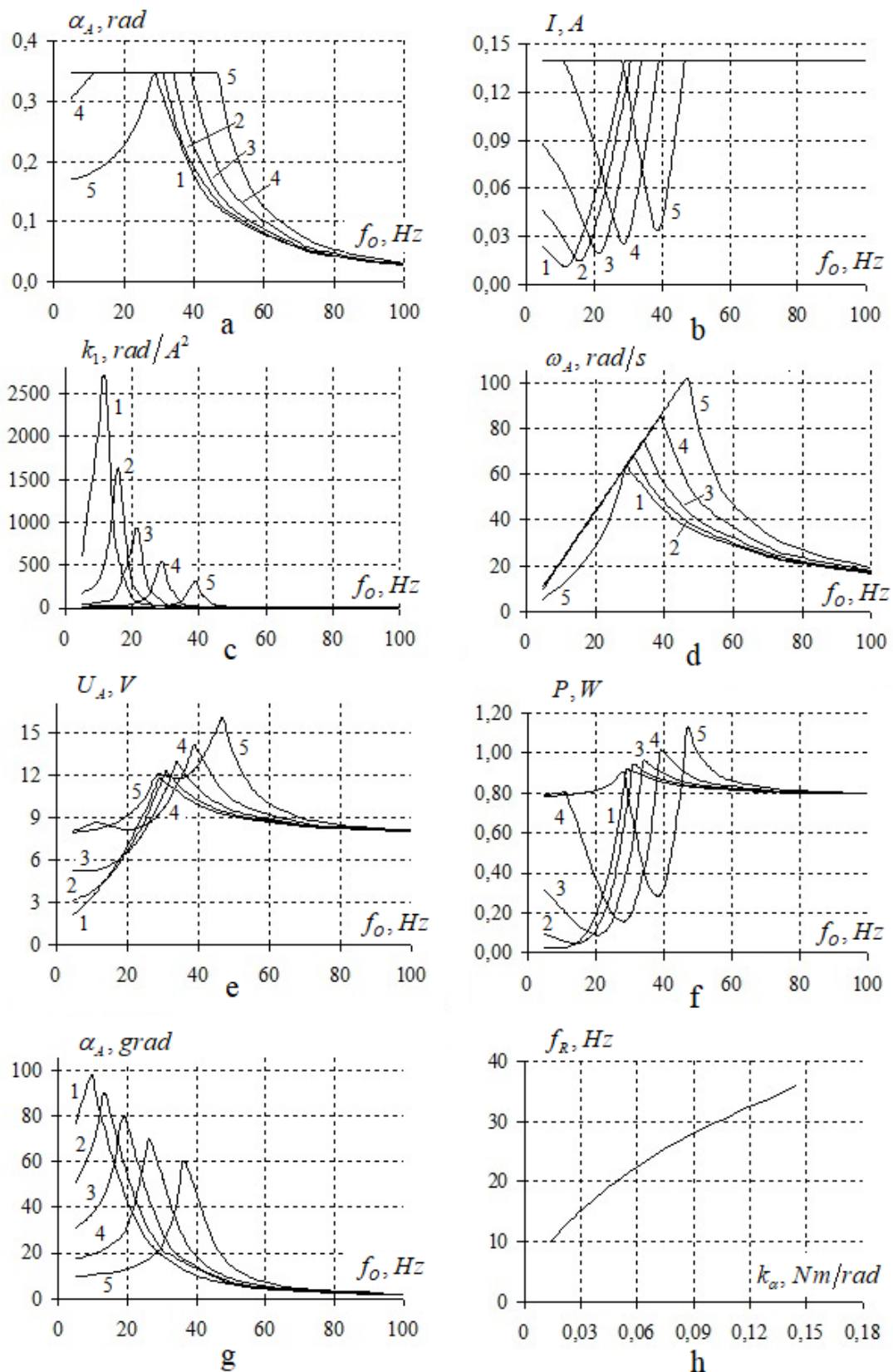


Fig. 1

Conclusions. Considering the obtained characteristics, it follows that changes in the elasticity coefficient k_α and the total moment of inertia J on the motor shaft significantly affect the magnitude of the resonant frequency f_R (Fig. 1, 2 b, c, and g). And if the value of the moment of inertia is determined by the dimensions and mass of the actuating element installed on the shaft, that is, it is a given value, then the elasticity coefficient is a parameter whose value can be set when develop-

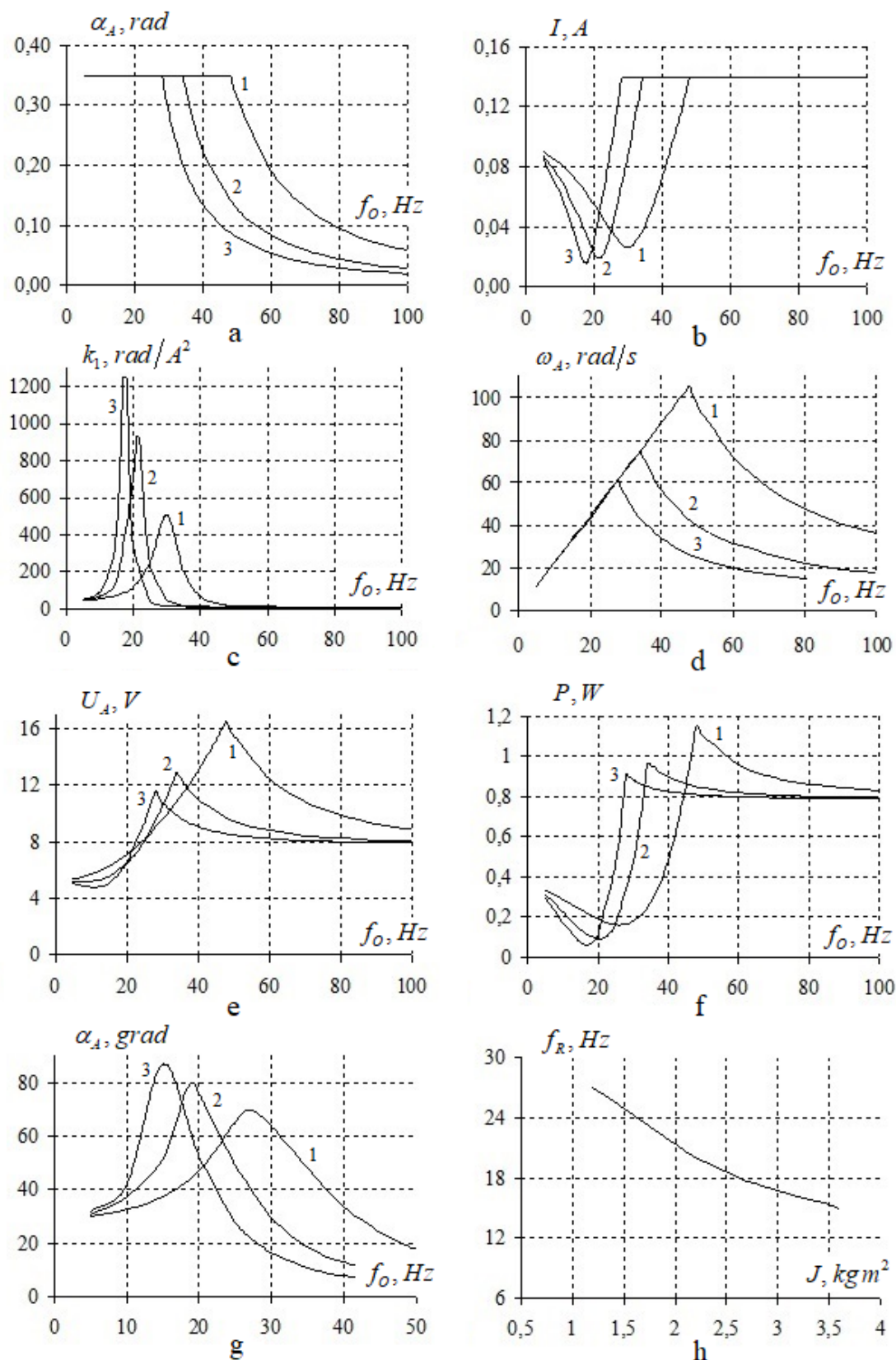


Fig. 2

ing the motor. The latter is an essential circumstance since, in the vicinity of the resonant frequency, the motor is characterized by the best energy performance (Fig. 1, 2 c and f), and it is under the condition of mechanical resonance that it is advisable to set the main operating mode of the return-rotary motion motor.

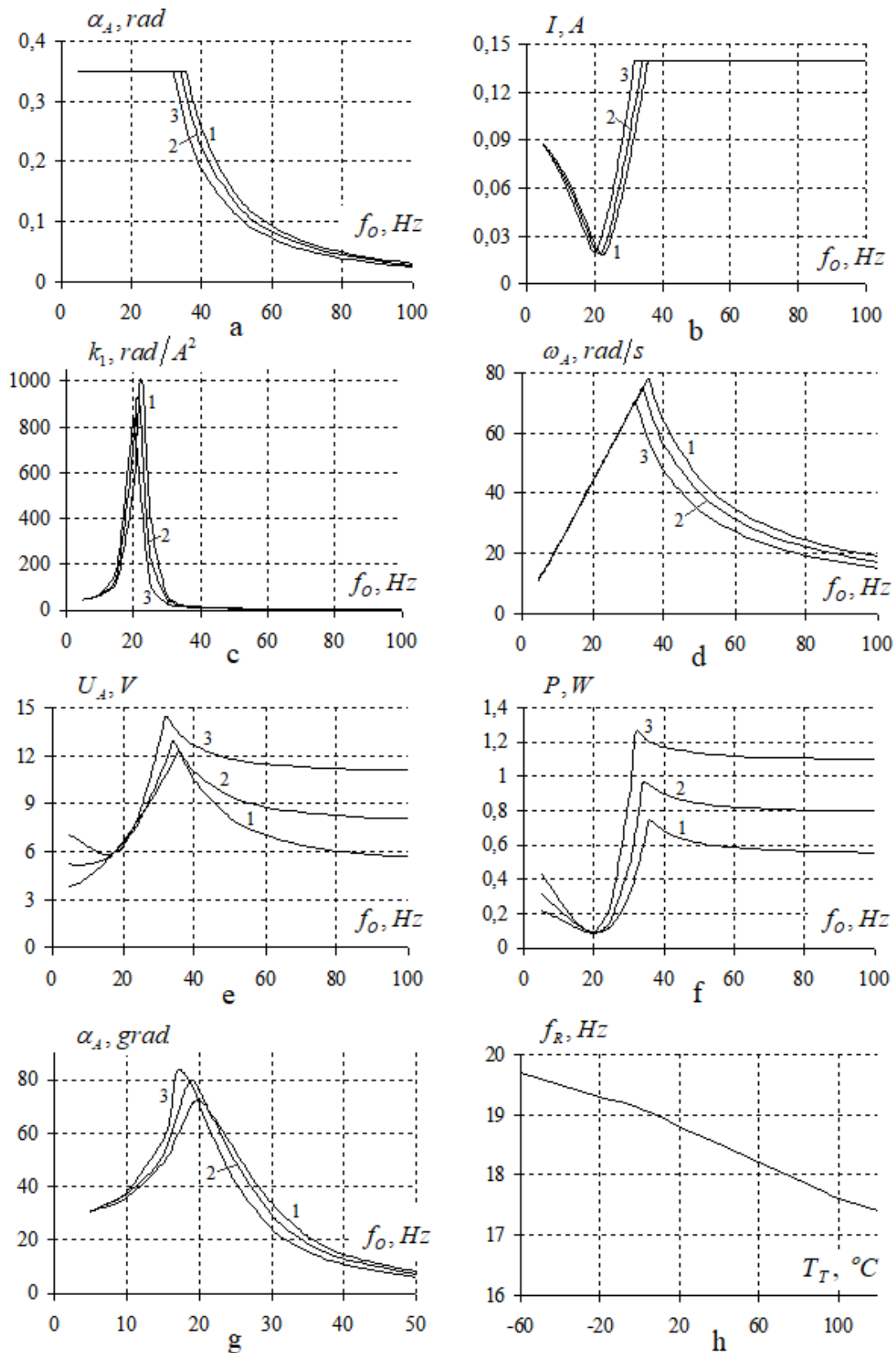


Fig. 3

The temperature change T_T has practically no effect on all the presented in Fig. 3 dependences, except for the frequency dependences of losses in the motor, which is due to a significant change in the active resistance R of the stator winding (Fig. 3 e), as well as frequency dependences of the stator AC voltage amplitude U_A (Fig. 3 f).

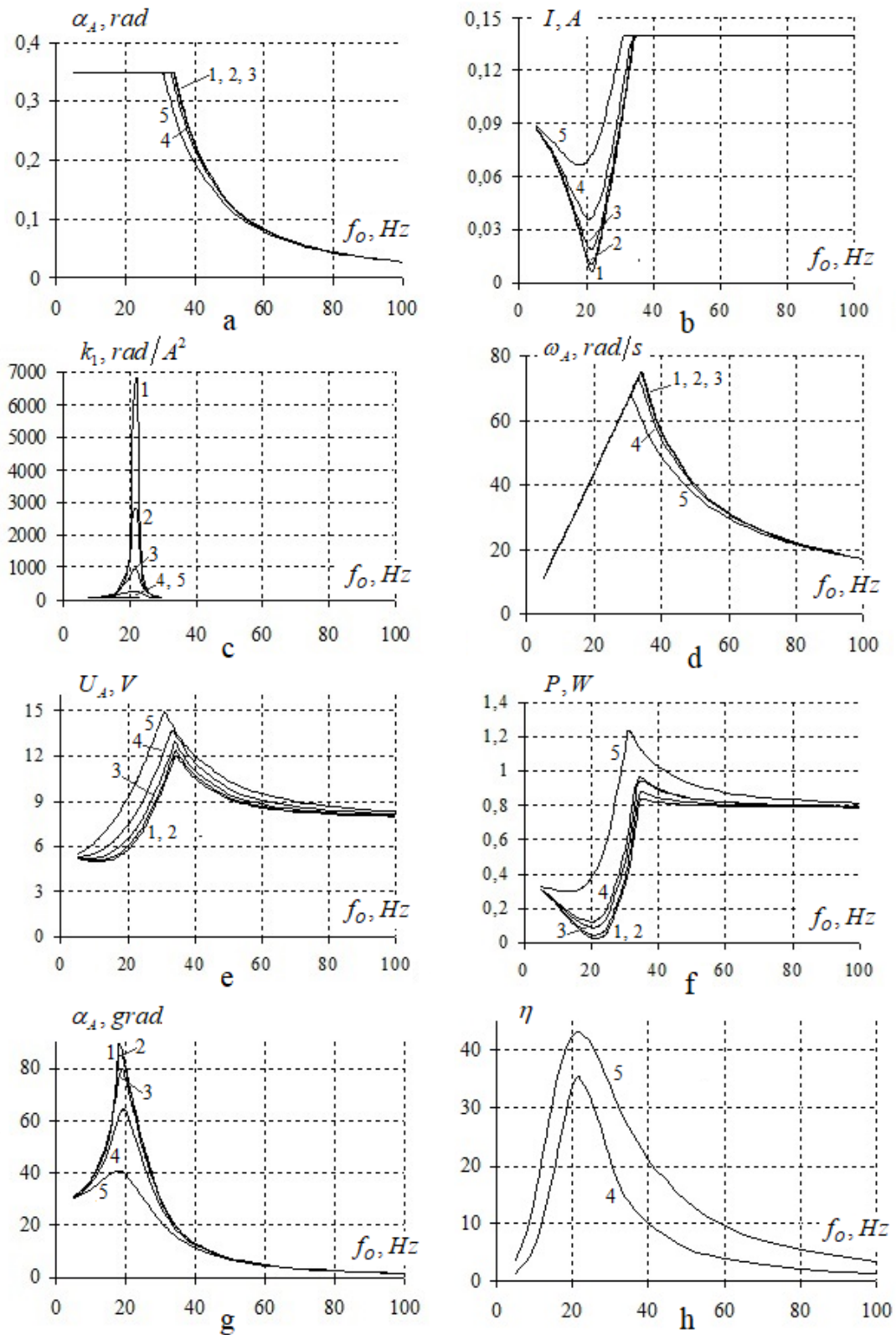


Fig. 4

Changing the overall value of the viscosity coefficient $k_\omega + k_L$ of the motor does not affect the value of the resonant frequency. However, with an increase in this coefficient, a significant weakening of the resonant effect is observed (Fig. 4 b, c, and g). The dependence $\eta_{\max}(k_L)$ (Fig. 5) shows that the maximum value $\eta_{\max}$ of the efficiency of the return-rotary motion motor remains at

a relatively high level of about 40% in a wide range of changes in the mechanical load on the motor shaft, modeled by introducing an additional viscosity coefficient k_L .

Фінансується за держбюджетною темою «Розробити наукові засади та принципи побудови керованих n -степеневих магнітоелектричних систем з екстремальними характеристиками» (шифр «Екстремум»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ 29.05.2018 р., протокол № 9. Державний реєстраційний номер роботи 0119U001279. КПКВК 6541030.

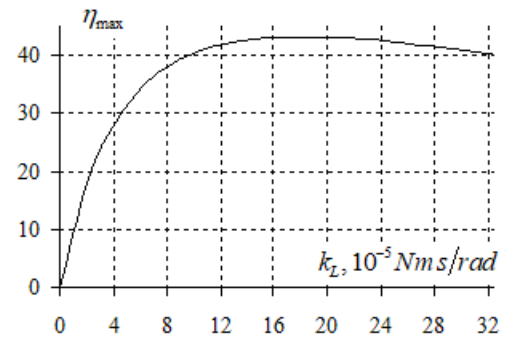


Fig. 5

1. Smeliashin A.Y. The structure of mechanisms and machines. Moskva: Vysshaya shk., 2006. 304 p. (Rus)
2. Yusofl A.S., Che-Ani A.I., Hussain Z., Hmzah N., Boudvill R., Rahman M.F.A. Back-Drivability of Powered Knee Free Swing and Knee Extension. *7th IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering (ICCSCE 2017)*. 24-26 November 2017. Penang. Malaysia. Pp. 331–335. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICCSCE.2017.8284429>
3. Lukovnikov V.Y. Electric drive of oscillatory motion. Moskva: Energoatomizdat, 1984. 152 p. (Rus)
4. Zahrivnyi E.A., Havrilov Yu.A. The method of excitation and regulation of autoresonance oscillation in the electric drive of the return-rotary motion. Patent RF No 2410826. 2009. (Rus)
5. Antonov A.E., Kireyev V.G. Massage device. Patent UA 74668. 2006. (Ukr)
6. Kireyev V.G., Akinin K.P., Filomenko A.A. Features and principles of the development of brushless magnetoelectric systems of the return-rotary motion. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 19–27. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.019>
7. Kireyev V.G., Akinin K.P., Filomenko A.A., Lavrinenko V.A. Experimental studies of brushless magnetoelectric motors of the return-rotary motion, *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2021. No 58. Pp. 74–81. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2021.58.074>
8. <https://ukrms.com.ua/products/neodimovye-magnity>
9. Antonov A.E., Petukhov I.S. Tape magnetic circuits made of amorphous iron in electric machines of the magnetoelectric type. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2016. No 44. Pp. 78–81. (Rus)
10. Antonov A.E., Filomenko A.A. Powder magnetic cores for magnetoelectric machines. *Tekhnichna elektrodynamika* 2014. No. 2. Pp.44–46. (Rus)
11. Koryakin-Chernyak S.L., Shustov M.A. et al. Electrotechnical reference book. Practical application of modern technologies. St. Petersburg: Science and Technology, 2014. 592 p. (Rus)

УДК 621.313.8

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ ЗМІНИ ПАРАМЕТРІВ БЕЗКОНТАКТНИХ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ДВИГУНІВ ЗВОРОТНО-ОБЕРТАЛЬНОГО РУХУ НА ЇХНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ

К.П. Акінін, докт. техн. наук, **В.Г. Кіреєв**, канд. техн. наук, **І.С. Петухов**, докт. техн. наук, **А.А. Філоменко**, канд. техн. наук, **В.А. Лаврінченко**, **О.М. Міхайлик**

Ін-т електродиніміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

У статті представлено результати досліджень впливу зміни параметрів спеціалізованого безконтактного магнітоелектричного двигуна на його характеристики в режимі зворотно-обертального руху. Наведено частотні залежності амплітуди кута коливань ротора, значення струму статора, показника ефективності режиму роботи двигуна, амплітуди кутової швидкості коливань ротора, амплітуди напруги статора, сумарної величини втрат у двигуні. Визначено залежності резонансної частоти механічних коливань від змінюваних значень коефіцієнта пружності, моменту інерції, а також параметрів, що залежать від температури. Отримано залежність максимальної величини коефіцієнта корисної дії двигуна зворотно-обертального руху від коефіцієнта в'язкості механічного навантаження. Показано, що найбільш економічний режим роботи двигуна забезпечується за умови резонансу механічних коливань. Бібл. 11, рис. 5.

Ключові слова: безконтактний магнітоелектричний двигун, зворотно-обертальний рух, частотна характеристика, параметри двигуна, резонансна частота.

Надійшла: 01.07.2022

Прийнята: 11.07.2022

Submitted: 01.07.2022

Accepted: 11.07.2022

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.314

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.62.034>

РОЗВИТОК ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ ТА ВДОСКОНАЛЕННЯ МАГНІТНО-НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ІМПУЛЬСНИХ ПРИСТРОЇВ СИЛОВОЇ ПЕРЕТВОРЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

В.В. Голубєв*, канд. техн. наук, **В.І. Зозульов****, канд. техн. наук,
Ю.В. Маруня***, канд. техн. наук, **А.І. Сторожук**

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: dep8ied@ied.org.ua

Розглянуто на конкретних прикладах принципи побудови та вдосконалення магнітно-напівпровідникових пристроїв силової перетворювальної техніки з використанням комплексного синтезу їхніх елементів, ключів, вузлів та структур. Наведено переваги синтезованих напівпровідникових, магнітних та магнітно-напівпровідникових ключів; комбінованих випрямлячів однофазного живлення; автотрансформаторних багаторівневих інверторів напруги; перетворювачів напруги з буферним вузлом вхідного струму; вузлів компресії імпульсів із подвоєнням напруги та таких, що формують вихідні спеціалізовані імпульси; структури магнітно-напівпровідникового генератора імпульсів, зібраної із зазначених складових. Встановлено, що до цих переваг порівняно з відомими аналогами належать поліпшені ККД, якість вхідної електроенергії, ефективність використання імпульсного електроживлення навантаженнями, спрощення та розширення функціональних можливостей синтезованих об'єктів. У підсумку одержано матеріали, на основі яких визначено доцільним подальше використання та опрацювання представленого комплексного синтезу щодо інших об'єктів досліджень магнітно-напівпровідникових імпульсних пристроїв силової перетворювальної техніки. Бібл. 9, рис. 8.

Ключові слова: Магнітно-напівпровідниковий імпульсний пристрій, вузол компресії імпульсів, DC/DC перетворювач, комбінований випрямляч, комплексний синтез.

Вступ. Магнітно-напівпровідникові імпульсні пристрої (МНІП) силової перетворювальної техніки (ПТ) базуються на поєднанні в них ключів різних видів: напівпровідникових, магнітних та комбінованих із згаданих загальновідомих. Для розвитку та вдосконалення МНІП пропонуються оригінальні ключі цих трьох видів, а також представлено вдосконалені МН імпульсні пристрої. Ці об'єкти досліджень застосовуються за умов формування ними високовольтних (до 50 кВ), сильноточових імпульсів мікро-та наносекундних діапазонів. Водночас МНІП мають порівняно низький ККД та погіршену електромагнітну сумісність (ЕМС) з джерелами їхнього живлення. До того ж для МНІП є проблемними питання щодо ефективного використання окремими їхніми споживачами електроімпульсного живлення. За підсумками авторських напрацювань у цьому напрямку досліджень визначено, що найбільш перспективним для МНІП є комплексна побудова їхніх структур із використанням елементів, ключів та вузлів, які попередньо підібрані та/або створені саме взаємодоповнюючими щодо досягнення найбільш прийняттого розвитку та вдосконалення МНІП, тобто, відповідно їхньому комплексному синтезу (КС). У цій роботі розглядаються вступні аспекти підходів, методів та засобів такого КС на прикладах їхньої реалізації та переваги перед відомими аналогами. *Актуальність роботи* визначається тим, що МНІП, широко застосовуючись в засобах сучасних електроімпульсних технологій, мають відносно низький ККД із пониженими відповідними показниками якості та погіршену ЕМС. Тому помітне поліпшення цих показників якості МНІП є своєчасним та необхідним.

Метою роботи є обґрунтування розвитку та вдосконалення МНІП силової перетворювальної техніки з використанням прикладів комплексного синтезу пропонувананих складо-

вих МНП, реалізація якого сприятиме поліпшенню опрацьованих показників якості МНП, а також ефективності використання імпульсного електроживлення окремими навантаженнями МНП.

Обґрунтування та результати досліджень.

А. Вступні визначення комплексного синтезу (КС) стосовно проектування МНП. Такий КС є розвинутим та поліпшеним варіантом загальновідомого синтезу пристроїв силової перетворювальної техніки. Значення «синтез» – це процес об'єднання в одному об'єкті раніше відокремлених і різних компонентів. Наприклад таких, де функціонування складових об'єкта синтезу пов'язано з їхніми реконфігурацією, перебудовою чи декомпозицією. Для складових цих об'єктів не є обов'язковим їхній попередній підбір аналогічно комплексному синтезу. Це призводить до багатоваріантного пошуку найліпшого варіанта об'єкта синтезу, який не завжди є оптимальним. А за представленим комплексним синтезом об'єктів їхні складові обов'язково попередньо відібрані або/та заново створені саме взаємодоповнюючими між собою та в підсумку – для об'єкта синтезу в цілому. Це сприяє помітному поліпшенню функціональних можливостей та пріоритетних параметрів елементів, ключів, вузлів та структур МНП. Приклади використання такого комплексного синтезу відображаються представленими в цій роботі розробленими елементами, ключами та структурами МНП.

Б. Комплементарний транзисторний ключ з повним тиристорним керуванням.

Відома спрощена схемна модель регенеративного ключа, складеного з двох комплементарних транзисторів, який функціонує як тиристор [1]. Недоліком цього ключа є те, що він замикається тільки за зміни полярності силового струму та має більш високе спадання напруги в його провідному стані внаслідок протікання силового струму через два транзистори. На рис. 1 наведено доопрацьовану схему цього регенеративного ключа. У ній (+) є анодом А моделі тиристора, а емітер VT2 є його катодом К (–), емітер VT1 утворює четвертий електрод $+U_S$, призначений для підключення до нього сервісного джерела живлення напругою $+U_S$. Такий ключ визначено як VTS-транзистор з повним (щодо його увімкнення-вимкнення) тиристорним керуванням. Внаслідок зазначених змін досягаються нові властивості біполярного VTS-транзистора (VTS-BT): силовим транзистором залишається тільки VT2, а VT1 стає слабкострумовим; VTS-BT включається та виключається короткими слабкострумовими сигналами в будь-який момент його функціонування зі збереженням регенеративності цього ключа; за інших рівних умов спадання напруги на VTS-BT зменшується до $\approx 30\ldots 50\%$. Крім того, є можливість замінити біполярний силовий транзистор VT2 на польовий або IGBT-транзистор, що помітно збільшує частотні можливості VTS-MOS, VTS-IGBT. Макети в дискретному виконанні цих трьох видів ключів пройшли випробування й підтвердили свою працездатність як автономно, так і в складі зарядного вузла магнітно-напівпровідникового генератора імпульсів (МНГІ). На науково-технічні рішення щодо цих ключів одержано відповідні патенти України на винахід (№119343 Н03К 17/60, №134858 Н03К 17/00), а також розглянуто їхнє порівняння та основні переваги відносно тиристорів та GTO-тиристорів.

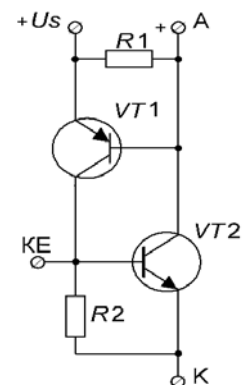


Рис. 1

В. Комплементарний транзисторний ключ, що має чотири електроди (патент №118904 Н03К 17/00). На рис. 2 наведено змінену макромодель IGBT-транзистора з чотирма електродами, два з яких підключено до датчика R_d та баластного резистора R_b . За таких умов створений потенціал зміщення $+E_{зм}$ компенсує частково спадання напруги на транзисторі VT2. Завдяки цьому спадання напруги на силовому транзисторі VT1 знижується в межах до $\approx 0,5\ldots 0,8$ В порівняно з IGBT- 3L.

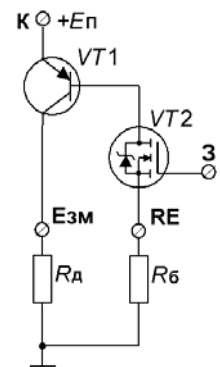


Рис. 2

Г. DC/DC перетворювачі з буферним вузлом (БВ) вхідного струму. У цьому перетворювачі (рис. 3) постійної напруги (ППН) об'єднано буферний вузол із поздовжнім транзисторним ключем ППН. За результатами такого комплексного синтезу досягнуто: унеможливлення після розі-

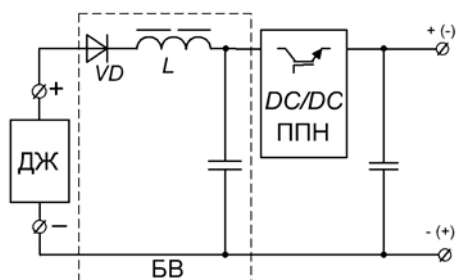


Рис. 3

мкнення ключа ППН обриву його вхідного струму та стрибка напруги на виході ППН; поліпшення якості електроенергії на виході ППН та зменшення динамічних втрат енергії на його ключі. Досліджено також два варіанти знижувальних DC/DC перетворювачів, у яких осердя буферного вузла об'єднане з осердям перетворювачів, та підвищувальний DC/DC перетворювач з буферним вузлом вхідного струму, поздовжнім ключем ППН і додатковим дроселем (патент №138357 Н02К 3/00).

Д. Автотрансформаторний двозонний регулятор змінної напруги. При регулюванні змінної напруги особливе місце займають широкодіапазонні перетворювачі змінної напруги і струму, тому що їхні високі техніко-економічні показники (точність стабілізації, швидкодія, якість вихідної енергії) суперечать їхнім високим масо-габаритним показникам та мінімальній вартості. Усунення цієї суперечності залежить від оптимального вибору структури силової частини, алгоритму керування та елементної бази перетворювача.

Точність стабілізації та якість вихідної енергії змінного струму вимагають використання силових схем, що дають змогу розділяти весь діапазон регулювання на зони, в межах яких може здійснюватися точне та якісне регулювання напруги вгору та вниз від номінального її значення або від напруги мережі. З цією метою зазвичай застосовуються трансформатори, що працюють на основній частоті [2–4] або на підвищеній – типу модулятор-демодулятор [5]. Перші мають великі маси та габарити, а другі (типу електронного трансформатора) – ще й підвищену складність.

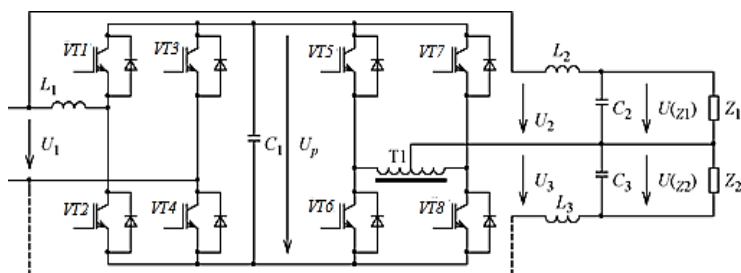


Рис. 4

На рис. 4 наведено пропонувану принципову схему силової частини двозонного (трирівневого) перетворювача змінної напруги інверторного типу, побудованого на основі високо-частотного автотрансформатора з мінімально можливою кількістю ключових елементів.

Крім автотрансформатора ТІ з середньою точкою перетворювач містить реверсивний випрямляч (РВ) зі зворотними транзисторами $VT1...VT4$, інвертор (ІН) на транзисторах $VT5...VT8$ зі зворотними діодами, вхідний дросель $L1$ і буферний конденсатор $C1$ проміжної ланки (ПЛ). На рис. 4 також показано рівноцінні варіанти підключення одного або двох одночасно вихідних фільтрів $L2, C2$ та $L3, C3$ з подальшим під'єднанням до них будь-якого виду (активних, реактивних) навантажень $Z1$ та $Z2$.

Автотрансформатор ТІ з середньою точкою дає змогу додатково створити третій рівень, внаслідок чого весь діапазон імпульсного регулювання розділяється на дві зони, що сприяє суттєвому підвищенню якості вихідної енергії та точності регулювання вихідної напруги (струму). РВ може виконувати кілька функцій: скидати (рекуперувати) в мережу зайву енергію навантаження (здійснювати безпосередній зв'язок проміжної ланки з мережею), формувати вхідний струм, підвищувати або формувати напругу ПЛ пульсуючої або постійної напруги. Якщо РВ працює в режимі підвищення напруги ПЛ, весь діапазон і зони регулювання пропорційно розширюються. Крім того, у цьому режимі рівень підвищення напруги ПЛ і розширення зон регулювання може змінюватися протягом періоду напруги мережі за будь-яким законом.

Транзистори $VT3, VT4$ реверсивного випрямляча включаються по черзі з частотою мережі в усіх режимах роботи регулятора. Транзистори $VT1, VT2$ перемикаються в РВ із частотою мережі в знижувальному режимі роботи регулятора та з підвищеною частотою – у режимі підвищення напруги.

Вхідний дросель $L1$ необхідний для роботи регулятора в підвищувальному режимі та з метою обмеження пускового струму. Буферний конденсатор $C1$ служить для накопичення енергії та передачі її на навантаження в режимі підвищення напруги, попереднього прийому енергії від навантаження та скидання її в мережу в режимі рекуперації, а також часткового згладжування пульсацій напруги ПЛ.

На рис. 5 і 6 наведено результати моделювання трирівневого регулятора в режимі зниження напруги. На часових діаграмах показано наступні епюри: сигнали управління верхніми за схемою транзисторами $VT1$, $VT3$, $VT5$, $VT7$ (нижні мають інверсні сигнали управління відносно верхніх), вхідна напруга $U1$ (напруга мережі) і напруга на затискачах автотрансформатора $UT1$, напруга проміжної ланки UP , вихідні напруги $U2$, $U3$ та напруги на навантаженнях $U2(Z1)$, $U3(Z2)$. Якщо алгоритм керування транзисторами $VT5$, $VT7$ замінити алгоритмом керування транзисторами $VT6$, $VT8$ і навпаки, то поміняються місцями епюри вихідних напруг і напруг на навантаженнях.

Зміна шпаруватості сигналів керування цими транзисторами призводить до збільшення напруги на затискачах одного з навантажень і пропорційного зменшення напруги на інших, тому що сума цих напруг дорівнює напрузі мережі $U(Z1) + U(Z2) = U1$. За рівності шпаруватостей обидві напруги складають половину напруги мережі $U(Z1) = U(Z2) = (U1) / 2$.

Описаний вище двозонний перетворювач змінної напруги може бути використаний як джерело реактивної потужності, якщо до одних вихідних затискачів під'єднати навантаження індуктивного характеру, а до других – ємнісного.

Застосування подібних структур багатозонного перетворення напруг і струмів доцільно й при живленні від джерел постійного струму.

Залежно від параметрів вихідної напруги джерела живлення цей регулятор доцільно вводити в структуру (див. далі на рис. 8) замість блоків 1 та 2.

Е. Комбіновані випрямлячі (КВ) однофазного електроживлення (патент № 120400 Н02М 7/00). Варіанти КВ базуються на синтезі схем випрямлення Латура та Греца – керованих та некерованих. За результатами такого синтезу досягнуто покращення таких основних показників: підвищення випрямленої напруги мережі ~ 220 В із можливістю її регулювання в межах $\approx 300 \dots 600$ В; формування в зазначених межах заданих для КВ їхніх зовнішніх характеристик – від властивих для схеми Греца до спецнавантажень. Крім того, керовані КВ спроможні оптимально підключатись до відновлюваних джерел електроживлення (ВДЕ), стабілізувати їхню напругу та напругу мережі. Водночас збільшення напруги за допомогою КВ удвічі співрозмірно збільшує ККД пристроїв, що живляться від КВ. До того ж КВ має рівні зі схемою випрямлення Греца обмеження щодо споживання потужності від однофазної мережі.

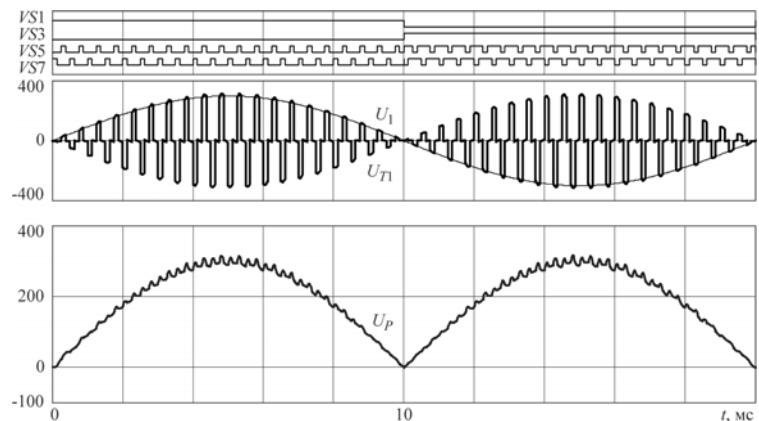


Рис. 5

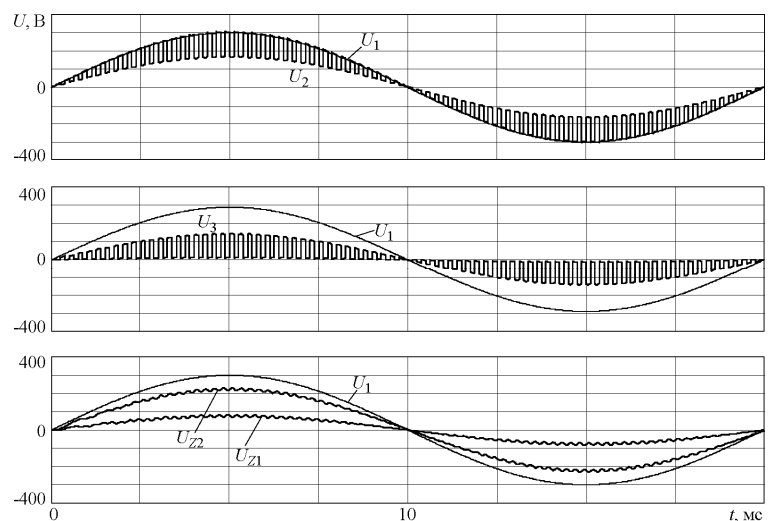


Рис. 6

Ж. Вузол компресії імпульсів з подвоєнням напруги (ВКІ-2U). У цьому вузлі (рис. 7) підвищувальний перетворювач напруги ($L1$, VT) об'єднаний з перезарядним ВКІ ($VT2$, VD , $C2$, $C3$, $L2$). Ключ $VT1$ перетворювача використовується також для ВКІ, а струм дроселя $L2$ після запирання ключа $VT1$ замикається через існуючі елементи ВКІ – $C3$, $w1(T)$, VD , тобто без введення додаткових елементів. Такий підхід у цілому спрощує синтезований ВКІ-2U порівняно з відомим аналогом [6], водночас він має більші функціональні можливості вдвічі збільшувати напругу – за допомогою підвищувального ППН та з подальшим її подвоєнням розглянутим вузлом. Крім того, за допомогою ключів $VT1$, $VT2$ досягається регулювання (стабілізація) напруги на виході ПН та первинній обмотці трансформатора T . У підсумку

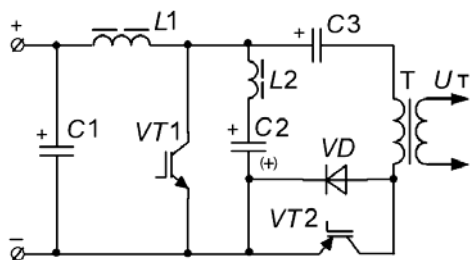


Рис. 7

ВКІ-2U вигідно застосовувати в першому вузлі МНГІ, що сприяє підвищенню ККД, спрощенню найбільш затратного трансформатора T , зменшенню ємності накопичувальних конденсаторів до ($C2$, $C3$ на рис. 7) та після трансформатора T . Це в свою чергу дає змогу збільшити компресію імпульсів струму, сформованих МНГІ, та мінімізувати його ВКІ.

3. Магнітно-напівпровідникові ключі (МН-ключі). Магнітні та напівпровідникові ключі (М- та Н-ключі) мають свої переваги та недоліки в певних умовах застосування.

За умови їхнього об'єднання в одному МН-ключі вони взаємодоповнюють один одного таким чином, що варіанти МН-ключів мають нові позитивні властивості. МН-ключі є першоосовою МНПП, які за своєю специфікою застосовуються в тих сферах, де вони є найбільш вигідними щодо інших пристроїв силової ПТ. Крім систематизації раніше запропонованих МН-ключів [6], розглянуто їхні нові варіанти в поєднанні з переривниками струму. Ці ключі є ефективними при формуванні мікро-та наносекундних імпульсів в високовольтних ланках МНПП.

И. Магнітно-напівпровідникові вузли (МН-вузли) та пристрої (МН-пристрої) на основі МН-ключів. Вищезазначені властивості МН-ключів сприяють цілеспрямованому та результативному синтезу МН-вузлів та МН-пристроїв силової ПТ. Як приклад реалізації КС розглянуто основні з них:

1) регулятор напруги змінного струму (патент № 124091 Н02М 5/00). За його реалізації досягається новий результат: при повному керуванні вхідної напруги, напруга на навантаженні за своєю формою мінімально відрізняється від вхідної; кількість керованих напівпровідникових ключів зменшено з чотирьох (як у відомих аналогів [7]) до двох;

2) варіанти магнітно-діодних (дросельних і трансформаторних) уніполяризаторів ("випрямлячів") біполярних імпульсів. За їхньої реалізації досягається новий результат – більш вигідно "випрямляти" біполярні високовольтні (10...20 кВ і більше) імпульси мікро- та наносекундної тривалості з елементами: два дроселі та один діод ($2L+VD$) або два трансформатори та один діод ($2T+VD$), що більш доцільно, ніж у схемах із чотирма діодами ($4VD$), як у відомих аналогів [7]. Причому за умов більш високих напруг і особливо великих потужностей варіант $2L+VD$ або $2T+VD$ є практично безальтернативним;

3) МН-інвертор компресійних імпульсів [6]. Тут за допомогою лише одного силового напівпровідникового ключа (НП-ключа), двох дросельних магнітних ключів (М-ключів) та двох слабкострумівих ключів формуються біполярні компресійні імпульси. Відомі рішення аналогів [7] передбачають використання чотирьох силових НП-ключів або двох НП-ключів з двома конденсаторами, а також ВКІ.

І. Приклад комплексного синтезу структури магнітно-напівпровідникового генератора імпульсів (МНГІ) – високовольтних мікро- та наносекундних діапазонів. Для представлення розвитку принципів побудови та вдосконалення МНГІ згідно з авторською роботою [8] та з розглянутими вище рішеннями, на рис. 8 наведено структурну схему МНГІ з поліпшеною ефективністю щодо його основних параметрів та навантаження.

На рис. 8 позначено: 1 – комбінований випрямляч Латура-Греца (ЛГ); 2 – перетворювач DC/DC напруги (ППН); 3 – вузол компресії імпульсів з подвоєнням напруги (ВКІ- $2U$) та з ключем VTS ; 4 – імпульсний трансформатор Ti ; 5 – вузол компресії імпульсів з двообмотковим дроселем (ВКІ- $L/2w$); 6 – ВКІ, що формує цуг із двох вихідних імпульсів (ВКІ-Ц/2I); 7 – навантаження Н у вигляді газорозрядної трубки (ГРТ) лазера на парах міді (ЛПМ) та інших лазерів на парах металів (ЛПМт).

МНГІ за структурною схемою, зображеною на рис. 8, пропонується в основному для збудження ЛПМ та ЛПМт, для яких цуг із двох імпульсів є найбільш радикальним щодо під-

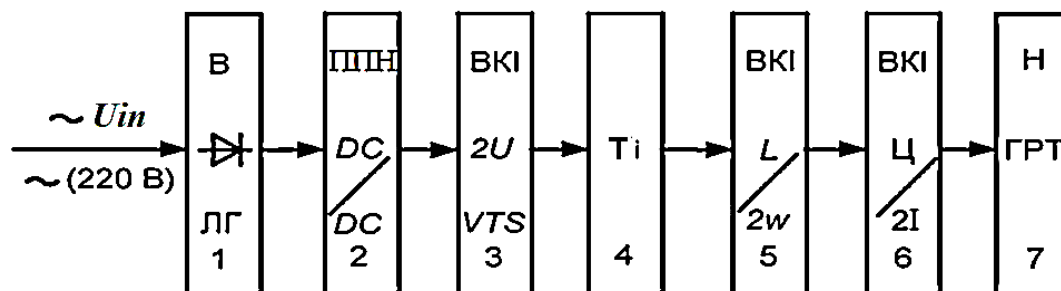


Рис. 8

вищення їхнього ККД [9]. За певного масштабування електричних параметрів цього МНГІ рекомендується його застосування для інших нових електроімпульсних технологій [6]. Враховуючи переваги вузлів 1–6 та їхнє об'єднання за принципами комплексного синтезу в блок-схемі (рис. 8), її реалізація передбачає найсприятливіший розвиток та удосконалення МНГІ за їхніми інтегральними показниками включно з підвищенням ККД, якості вхідної електроенергії, ефективності використання імпульсного електроживлення ЛПМ, ЛПМт та інших засобів сучасних електроімпульсних технологій.

Висновки. Щодо розглянутих елементів, вузлів, пристроїв та структури МНГІ визначено спільні для них властивості, які побудовані на основі комплексного синтезу (КС). Об'єкти КС мають бути *обов'язково* взаємодоповнюючими з урахуванням пріоритетних для КС показників (параметрів, функцій тощо), причому таким чином, щоб були досягнуті нові та/або покращені показники. З'ясовано відмінності функціонування, нові та покращені показники якості синтезованих ключів, вузлів, структур пристроїв: 1) транзистор з повним тиристорним керуванням (VTS) має тільки один силовий транзистор (біполярний, $IGBT$, польовий) зі зменшеним спаданням напруги до $\approx 30\ldots 50\%$ та керується (увімкнено – вимкнено) слабко-струмовими короткими сигналами; 2) магнітно-напівпровідникові ключі (МН-ключі) є найбільш вигідними й навіть безальтернативними при формуванні потужних високовольтних імпульсів мікро- та наносекундної тривалості; 3) комбіновані випрямлячі однофазного живлення (наприклад, від мережі ~ 220 В) спроможні підвищувати вихідну напругу в межах $\approx 300\ldots 600$ В згідно з заданими зовнішніми характеристиками практично для всіх можливих навантажень та сприяють підвищенню ККД цих навантажень; 4) DC/DC перетворювачі напруги з буферним вузлом вхідного струму та автотрансформаторні двозонні регулятори напруги сприяють покращенню якості вхідної та вихідної електроенергії й зменшенню динамічних втрат на їхніх ключах; 5) вузли компресії імпульсів з двообмотковими дроселями (ВКІ- $2Lw$), з подвоєнням напруги (ВКІ- $2U$) та з ключем VTS сприяють підвищенню ККД МНГІ; 6) структура МНГІ, що побудована з використанням вищезгаданих ключів та вузлів, відповідає найсприятливішому розвитку принципів побудови та удосконаленню МНГІ за його інтегральними показниками включно з підвищенням ККД, якості вхідної електроенергії, ефективності використання імпульсного електроживлення навантаженнями та в підсумку – спрощенню МНГІ. Визначено доцільність та подальший напрямок розвитку комплексного синтезу пристроїв силової перетворювальної техніки.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Дослідження та розробка спеціалізованих магнітно-напівпровідникових імпульсних пристроїв силової електроніки та засобів їх живлення від відновлювальних джерел енергії порівняної потужності та зі смарт-керуванням» (шифр «Домен-2»), КПКВК 6541030.

1. Ирвинг М. Готтлиб. Источники питания. Инверторы. Конверторы. Линейные и импульсные стабилизаторы. Пер. с англ. М.: Постмаркет, 2002. 544 с.
2. Singh D. Hoft R.G. Microcomputer Controlled Single Phase Cy. IEEE transactions on industrial electronics and control instrumentation. Vol. IECI-2., No 3. August 1978. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIECI.1978.351558>
3. Патент RU 142160, опубл. 20.06.2014. Бюл. №17.
4. Патент RU 2680146 C1, опубл. 18.02.2019. Бюл. № 5.
5. Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии. Новосибирск: Наука, 1979. 304 с.
6. Волков И.В., Зозульов В.И., Шолох Д.А. Магнитно-полупроводниковые устройства преобразовательной техники. К.: Наук. Думка, 2016. 230с.
7. Сенько В.І., Панасенко М.В., Сенько Є.В., Юрченко М.М., Сенько Л.І., Ясінський В.В. Електроніка і мікросхемотехніка. Том 4. К.: Каравела, 2012. 641 с.
8. Волков І.В., Зозульов В.І., Голубев В.В., Пашченко В.В. Сторожук А.І. Оптимізація структурних вузлів магнітно-напівпровідникових імпульсів. *Пр. Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2019. Вип. 46. С. 65–74. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.53.065>
9. Герасимов В.А., Герасимов В.В. Исследование лазера на парах меди при накачке цугами затухающих синусоидальных импульсов возбуждения. *Журнал техн. физики*. 2011. Вып. 1. С. 153–156. DOI: <https://doi.org/10.1134/S1063784211010105>

DEVELOPMENT OF CONSTRUCTION PRINCIPLES AND IMPROVEMENT OF MAGNETIC-SEMICONDUCTOR PULSE DEVICES OF POWER CONVERSION TECHNOLOGY

V.V. Golubev, V.I. Zozulev, Yu.V. Marunia, A.I. Storozhuk

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine e-mail: dep8ied@ied.org.ua

The principles of construction and improvement of magnetic-semiconductor devices of power converter technology using a complex synthesis of their elements, keys, nodes, and structures are considered in specific examples. The advantages are presented: synthesized semiconductor, magnetic and magnetic-semiconductor switches; combined single-phase power supply rectifiers; autotransformer multilevel voltage inverters; voltage converters with input current buffer node; pulse compression units with voltage doubling and generating special output pulses; the structure of a magnetic-semiconductor pulse generator assembled from the indicated components. It is shown that these advantages in comparison with known analogs include improved efficiency, quality of input electricity, efficient use of pulsed power supply by loads, simplification, and expansion of the functionality of the synthesized objects. As a result, materials were obtained. It was determined that it would be expedient to use and develop the presented complex synthesis concerning other objects of research of magnetic-semiconductor pulse devices of power converter technology. Ref. 9, fig. 8.

Keywords: Magnetic-semiconductor pulse device, pulse compression unit, DC/DC converter, combined rectifier, complex synthesis

1. Irving M. Gottlieb. Power sources. Inverters. Converters. Linear and impulse stabilizers. Per. from English. Moskva: Postmarket, 2002. 544 p.
2. Singh D. Hoft R.G. Microcomputer Controlled Single Phase Cy. IEEE transactions on industrial electronics and control instrumentation. Vol. IECI-25. No 3. August 1978. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIECI.1978.351558>
3. Patent RU 142160, publ. 06/20/2014. Bull. No 17. (Rus)
4. Patent RU 2680146 C1, publ. 18.02.2019. Bull. No 5. (Rus)
5. Kobzev A.V. Multizone pulse modulation. Theory and application in systems for converting electrical energy parameters. Novosibirsk: Nauka, 1979. 304 p. (Rus)
6. Volkov I.V., Zozulov V.I., Sholokh D.A. Magnetic-semiconductor devices of converting technology. Kyiv: Nauk. dumka, 2016. 230 p. (Ukr)
7. Senko V.I., Panasenko M.V., Senko E.V., Yurchenko M.M., Senko L.I., Yasinsky V.V. Electronics and micro-circuit engineering. Volume 4. Kyiv: Karavela, 2012. 641 p. (Ukr)
8. Volkov I.V., Zozulov V.I., Golubev V.V., Pashchenko V.V., Storozhuk A.I. Optimization of structural units of magnetic-semiconductor pulses. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2019. Vol. 46. Pp. 65–74. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.53.065>
9. Gerasimov V.A., Gerasimov V.V. Investigation of a copper vapor laser pumped by trains of damped sinusoidal excitation pulses. *Zhurnal tekhn. fiziki*. 2011. Iss. 1. Pp. 153–156. DOI: <https://doi.org/10.1134/S1063784211010105> (Rus)

Надійшла: 07.07.2022

Прийнята: 10.07.2022

Submitted: 07.07.2022

Accepted: 10.07.2022

ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНІ КОМПЛЕКСИ ТА СИСТЕМИ

УДК 621.317:621.313.3

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.62.041>

ГІБРИДНА СИСТЕМА ЖИВЛЕННЯ ОБМОТОК ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО СЕПАРАТОРА РОТОРНОГО ТИПУ ЗА НЕПОВНОЇ ВИЗНАЧЕНОСТІ ПАРАМЕТРІВ НАВАНТАЖЕННЯ

О.А. Зайченко^{*}, канд. техн. наук, О.М. Рижков^{**}, докт. філ., С.І. Гаврилюк^{***}, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: tems@ukr.net

Розглянуто особливості керування високоградієнтними електромагнітними роторними сепараторами. Приведено структурні схеми систем керування з нечіткими логічними контролерами процесом високоградієнтної електромагнітної сепарації. Запропоновано нову структурну схему гібридної системи керування електромагнітним сепаратором роторного типу, що об'єднує класичні та інтелектуальні методи керування. Показано на прикладі роторного електромагнітного сепаратора, що застосування гібридних методів керування дає змогу суттєво підвищити енергетичну ефективність в електротехнологіях із джерелами струму в силових колах за неповної визначеності параметрів системи. Бібл. 10, рис. 4.

Ключові слова: гібридна система автоматичного керування, нечіткий логічний контролер, високоградієнтний електромагнітний сепаратор роторного типу.

Вступ. У сучасних умовах інтеграції України в світові ринки виникає потреба в підвищенні енергетичної ефективності вітчизняного промислового обладнання, а саме в зменшенні енерговитрат на виробництво одиниці продукції та збільшенні технологічної ефективності, тобто в істотному підвищенні якості вихідної продукції та продуктивності обладнання, економічній ефективності, як наслідку вищезгаданого, що означає зниження собівартості продукції. Все це можливо завдяки інтелектуалізації керування електротехнічними комплексами, які є основою будь-якого технологічного процесу.

Технологічними процесами, в яких підвищення енергетичної ефективності дає найбільш суттєві результати, є електротехнології з джерелами струму в силових колах та електротехнічні комплекси з використанням частотнорегульованих електроприводів різних модифікацій. Попередні оцінки дають змогу стверджувати, що інтелектуалізація керування технологічними процесами зменшить енерговитрати до 5 % та підвищить продуктивність обладнання до 10–15 % [1–6]. У світовій промисловості, і зокрема в Україні, значне місце займають саме електротехнологічні комплекси, які використовують джерела струму в силових колах, і з першого погляду здається, що такі технології є застарілими. Вони спроектовані й виготовлені в другій половині 20-го століття, але до сьогодні успішно експлуатуються.

Найбільш поширеними й характерними електротехнологічними комплексами з джерелами струму в силових колах є такі, що використовують стабілізацію та регулювання основної електричної технологічної змінної – робочого струму. До таких комплексів відносяться насамперед комплекси з високоградієнтними електромагнітними сепараторами роторного типу, в яких основною технологічною змінною є струм в обмотках намагнічування. А також комплекси, що використовують стабілізацію та регулювання робочого струму в первинних або вторинних обмотках спеціальних трансформаторів із навантаженням, яке змінюється не лінійно або має на деяких ділянках динамічної робочої характеристики невизначений характер. До таких комплексів можна віднести установки з виробництва базальтових штапельних

супер тонких волокон, установки електрошлакового переплаву, установки з нанесення покриттів на полімерні плівки, установки з вирощування монокристалів кремнію, високотемпературні печі опору (вакуумні печі), гальванічні установки, електролізні установки в кольоровій металургії для отримання алюмінію, магнію, цинку, міді, нікелю, електролізні установки в хімічній промисловості для одержання хлору, водню, натрію, азотистих речовин.

Метою роботи є обґрунтування доцільності застосування гібридних методів керування в електротехнологіях із джерелами струму в силових колах на прикладі електромагнітного сепаратора роторного типу.

Високоградієнтна магнітна сепарація на сьогодні є найбільш перспективною технологією збагачення слабомагнітних руд і розсипів, а також глибокого очищення кварцових та інших пісків на гірничо-збагачувальних підприємствах. Найбільш вагомі результати були досягнуті науково-технічним центром магнітної сепарації «МАГНІС» під керівництвом Р.С. Улубабова [7], який спільно з низкою вітчизняних інститутів та підприємств, зокрема й Інститутом електродинаміки НАН України, створили високопродуктивні роторні сепаратори для збагачення слабомагнітних руд [8]. На рис.1 зображено спрощену структурну схему технологічного процесу сепарації з роторним типом сепаратора.

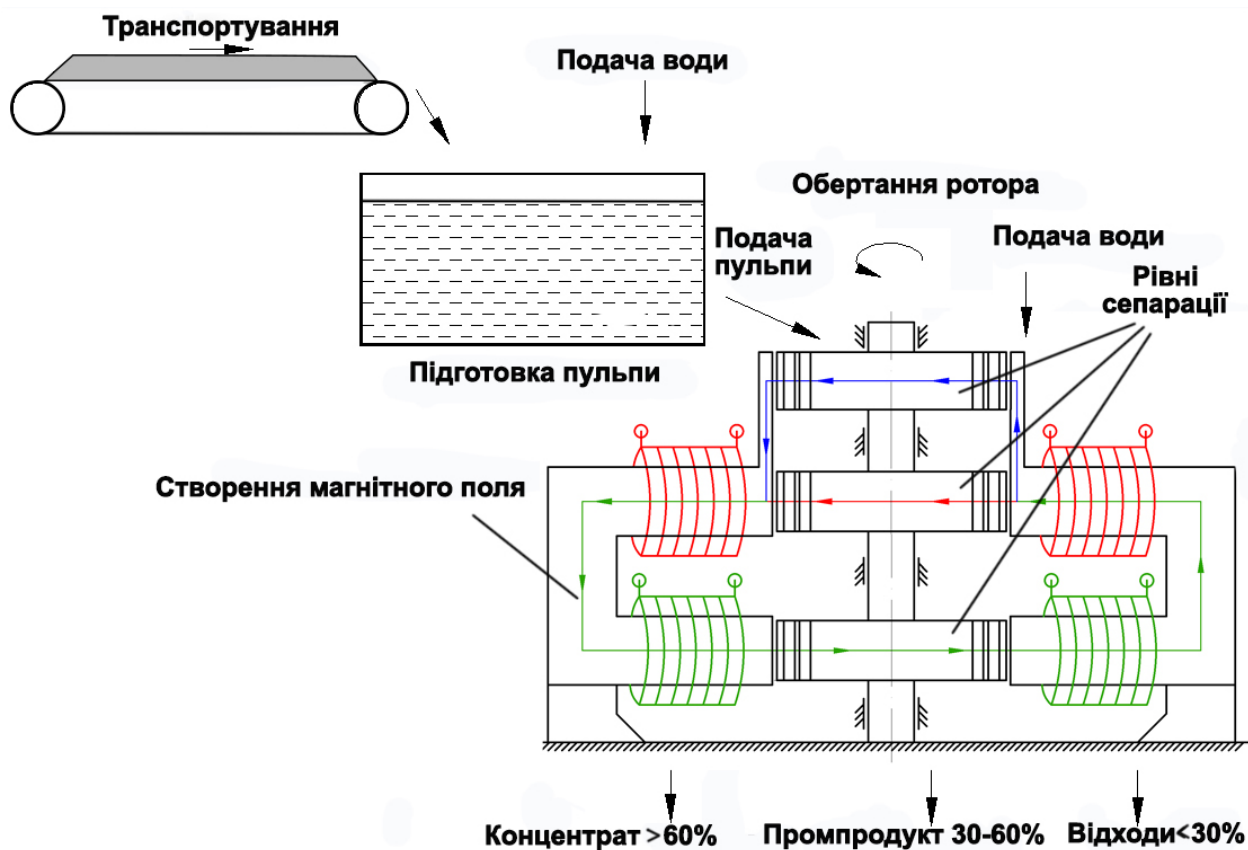


Рис. 1

У роботі [8] було проведено дослідження впливу технологічних параметрів сепарації, магнітної індукції в робочих зонах B і продуктивності сепаратора Q на величину вмісту корисної руди у вихідному магнітному продукті β . А також залежності впливу величини продуктивності на споживану потужність для різних величин магнітної індукції в робочих зонах сепаратора.

З огляду на складний взаємозв'язок показників збагачення руди та його енергетичних характеристик з технологічними параметрами сепаратора, нелінійний характер залежності магнітної індукції в робочій зоні сепаратора від величини струму намагнічування його обмоток і непрогнозовану поведінку величини магнітної проникності руди в умовах невизначеності й складності точного математичного опису стану об'єкта, зовнішнього середовища та ін-

ших факторів не видається можливим оптимальне керування технологічним процесом на основі класичних систем оптимального керування з детермінованими зворотними зв'язками.

Використання точних класичних методів регулювання магнітної індукції в робочих зонах сепараторів ускладнено насамперед малою достовірністю опису технологічного процесу через те, що видається досить складним точно описати всі його деталі, пов'язані із завантаженням матеріалів із різними властивостями, що відрізняються між собою в сотні разів. Крім того, необхідно також враховувати різні чинники збурення, які можуть бути викликані, наприклад, зміною напруги мережі живлення, старінням обмоток намагніченості, температурними коливаннями та іншим.

Реалізація оптимальних алгоритмів керування за нелінійної передавальної характеристики сепаратора шляхом використання регуляторів із лінійними безперервними пропорційно-інтегральними законами за відсутності повної та достовірної інформації про об'єкт регулювання призводить до ускладнення структури регулятора, його налагодження та експлуатації. Застосування лінійних регуляторів у системі електромагнітної сепарації з нестационарними режимами роботи призводить до нелінійної зміни параметрів регулювання, і виникає необхідність вирішення завдань визначення та багаторазового коригування коефіцієнтів керування. Тому рішення цього завдання вимагає створення такої системи регулювання, яка дала б змогу позбутися багаторазового коригування коефіцієнтів і забезпечити якість технологічного процесу незалежно від нелінійності параметрів регулювання й можливих флуктуацій зовнішніх факторів.

Тому було розроблено систему керування роторним сепаратором на основі нечіткої логіки, яка складається з контролера якості концентрату [9] та пропорційно-інтегрального контролера струму в обмотках [10]. На рис. 2 та рис. 3 приведено відповідні функціональні схеми. Нечіткий контролер якості концентрату забезпечує задану величину вмісту корисної складової руди в загальній масі β за максимальної продуктивності (Q_{max}), мінімального енергоспоживання (P_{min}) та мінімального впливу на мережу живлення (THD_{min}) залежно від заданого режиму роботи. На виході контролера маємо сигнали завдання продуктивності Q_z , струмів верхнього $I_{вня}$ і нижнього $I_{зня}$ ярусів сепаратора. Таким чином, фактично керуючи величиною продуктивності Q (швидкістю подачі руди в систему сепарації) та величинами магнітної індукції верхнього $V_{вня}$ та нижнього $V_{зня}$ ярусів, досягаємо керування якістю вихідного концентрату.

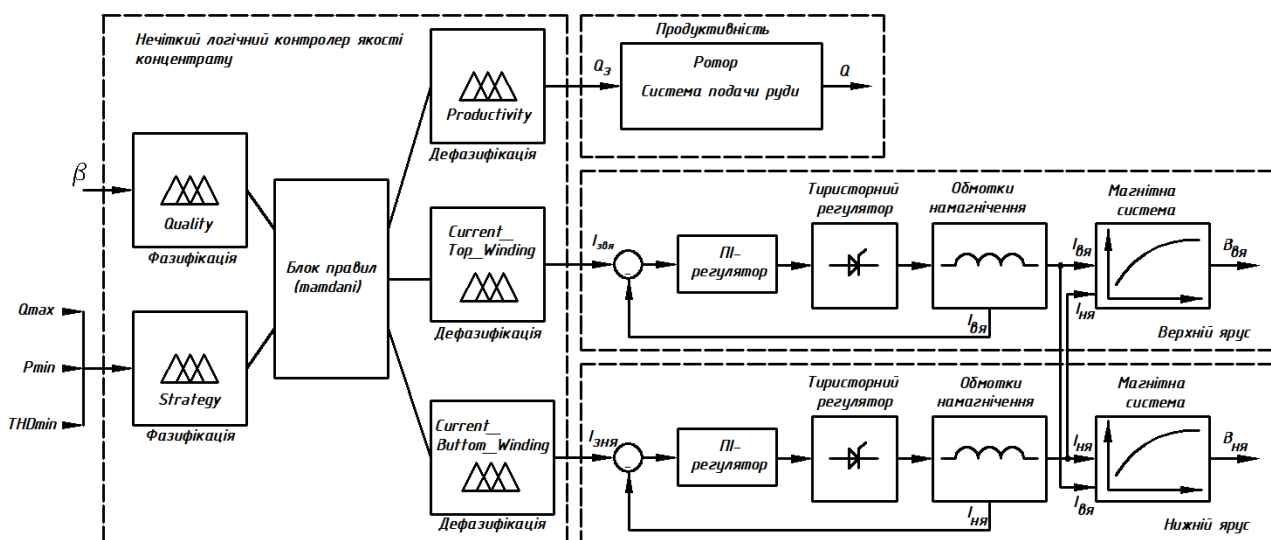


Рис. 2

Нечіткий пропорційно-інтегральний контролер струму в обмотках намагнічування електромагнітного сепаратора завдяки тому, що, окрім основного контуру регулювання за відхиленням, введено додаткові контури регулювання величини струму та швидкості його

зміни, забезпечує бажану якість перехідних процесів, задану точність в усталених режимах та швидкість реакції системи в аварійних режимах.

Розроблені в Інституті електродинаміки НАН України та виготовлені на підприємстві “Науково-технічна фірма “ТЕМС” регулятори постійного струму з системою керування на основі нечіткої логіки були впроваджені науково-технічним центром магнітної сепарації «МАГНІС» у складі електромагнітних сепараторів роторного типу “МАГНІС ЕРМ” на низці гірничо-збагачувальних комбінатів та копалень України, Казахстану та інших країн. Регулятори з гібридним керуванням довели свою ефективність. Так, в енергозберігаючому режимі використання розроблений метод дає змогу забезпечити якість вихідного концентрату на рівні $\beta=52\%$, зменшивши водночас енергоспоживання в 2,7 раза, а наприклад, за аварійного режиму тривалість зупинки системи значно скорочується порівняно зі штатним режимом. Так, тривалість перехідного процесу напруги зменшується в 15 разів, а струму – в 7,5 раза.

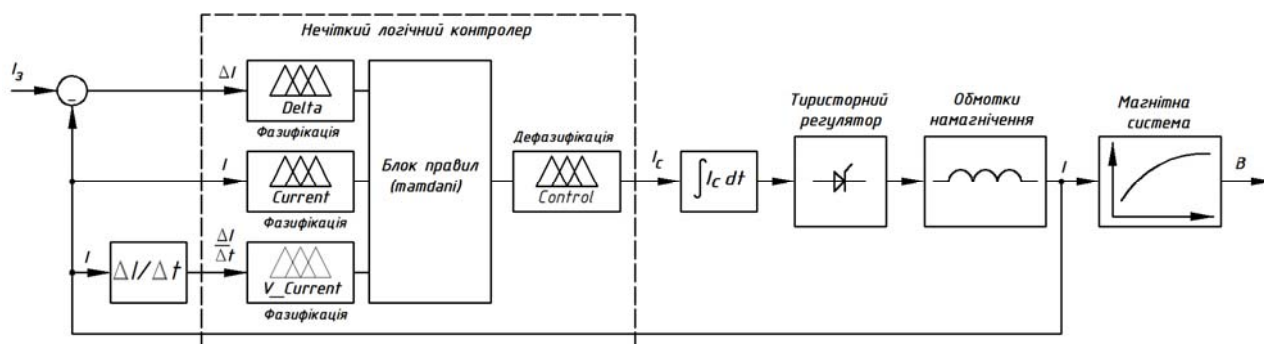


Рис. 3

Як ми бачимо, найважливішим завданням під час розробки сучасних технічних засобів автоматичного керування технологічними процесами є підвищення ефективності керування технологічними об'єктами. Водночас підвищенню оперативності керування та якості регулювання перешкоджають два основних чинники: нестабільність параметрів об'єкта керування в процесі роботи та вимоги до якості регулювання, які постійно змінюються. Для вирішення таких завдань керування можна застосувати інтелектуалізовані гібридні системи, що дають змогу одночасно використовувати переваги традиційних засобів керування й методів штучного інтелекту. Інтелектуалізована гібридна система керування, що розглядається в роботі, визначається законом трансформації, за якого нова структура знань системи породжується на базі попередньої.

Таким чином, гібридну систему необхідно розглядати як систему обробки та взаємодії даних, що складається з двох рівнів. Перший рівень представлений традиційним формально-логічним мисленням і заснований на методах класичної теорії керування. На другому рівні використовується нечітке моделювання, яке формує керування на основі нечіткої логіки з метою отримання якісного керуючого впливу на об'єкт за зміни його параметрів і дає нагоду разом з отриманими результатами першого рівня досліджувати різні аспекти невизначеності. Дворівневе позиціонування дає змогу розглядати загальну структуру системи обробки даних з різних поглядів, водночас взаємодія елементів (компонентів) структури носить не тільки механічний або електричний характер, а й інформаційний, що є важливим атрибутом сучасних організаційно-технічних систем. Аналіз розробок гібридних систем керування дає змогу зробити висновок про те, що застосовані в межах гібридних систем моделі реалізуються окремо залежно від поставленої мети. Зокрема, гібридна система, заснована на спільному використанні класичного і нечіткого регуляторів, зображена у вигляді блок-схеми на рис. 4.

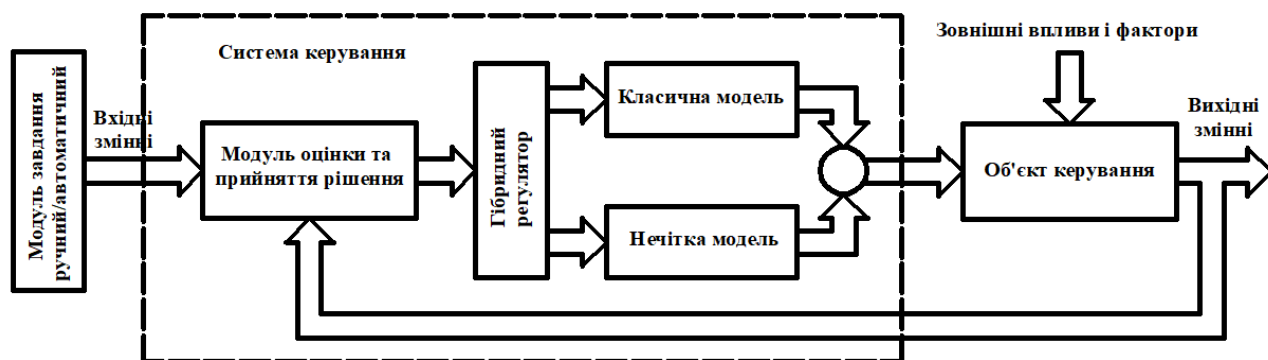


Рис. 4

Запропонована інтелектуалізація керування технологічними процесами сприяє підвищенню енергетичної й технологічної ефективності вітчизняного промислового обладнання. У розглянутому технологічному процесі високоградієнтної магнітної сепарації раніше застосовувалися лише аналогові або цифрові пропорційно-інтегрально-диференціальні регулятори, налаштовані на оптимальне керування об'єктом за конкретних умов, які не змінюються. Використання таких регуляторів за неповної визначеності технічних параметрів робочих середовищ не відповідає сучасним вимогам. Для точного проведення процесу керування існує необхідність оперативних змін коефіцієнтів налагодження пропорційно-інтегрально-диференціального регулятора, які пов'язані зі змінами параметрів технологічного навантаження, зі змінами складу та якості сировини в технологічному процесі, зі старінням та зношуванням обладнання, зі змінами параметрів навколишнього середовища. Окрім цього, необхідна відсутність перерегулювання, що призводить опосередковано до економії енергії.

З огляду на це основними вимогами до регуляторів є самовизначення типу об'єкта, автоматичний вибір і корекція параметрів регулювання в процесі роботи та мінімальний час реакції на зміни режимів роботи. Таким чином, питання застосування ефективних методів регулювання на підставі детермінованого опису стану об'єктів регулювання та застосування принципів адаптивного керування (за якого забезпечується оптимальне регулювання при невідомій і непередбачено змінній математичній моделі об'єкта) стає актуальним.

Будь-який технологічний процес можна розділити на дві частини (стадії) - розробка математичної моделі та синтез системи керування. Для частини технологічного процесу, в якому операції керування електротехнічним комплексом характеризуються великими постійними часу, доцільно формування класичної моделі об'єкта керування та синтез системи безперервного керування. Для іншої частини технологічного процесу, в якому операції керування електротехнічним комплексом характеризуються малими постійними часу або мають невизначений характер зміни параметрів, доцільно формування нечіткої моделі об'єкта керування та синтез системи адаптивного (інтелектуального) керування. У розглянутому випадку технологічного процесу високоградієнтної магнітної сепарації можна чітко виділити підсистему керування обмотками намагнічування та систему керування електротехнічним комплексом вищого рівня. Таким чином, гібридна інтелектуальна система керування повним технологічним процесом містить в собі класичну та нечітку моделі об'єкта керування.

Створення системи інтелектуального керування електротехнічними комплексами включає розроблення математичних моделей, стратегій, методів, синтез та виготовлення систем і засобів керування, потребує спеціальних і загальних знань, які враховують існуючі взаємозв'язки між електричними, магнітними, технологічними параметрами (змінними) та формують бази знань про ці взаємозв'язки на основі експериментальних та розрахункових досліджень за неповної визначеності технологічних характеристик.

Висновки. На прикладі технологічного процесу високоградієнтної електромагнітної сепарації показано, що застосування гібридних методів керування дає змогу суттєво підвищити енергетичну ефективність в електротехнологіях із джерелами струму в силових колах за неповної визначеності параметрів системи. Так, впровадження регуляторів із гібридним керуванням в установках з електромагнітними роторними сепараторами дає змогу забезпечити

якість вихідного концентрату на рівні $\beta=52\%$, зменшивши водночас енергоспоживання в 2,7 раза, а за аварійного режиму тривалість зупинки системи порівняно зі штатним режимом зменшується в 15 разів, а струму – в 7,5 раза. Використання нової структурної схеми гібридної системи керування електротехнічними комплексами з джерелами струму в силових колах та з частотнорегульованими електроприводами в майбутніх розробках дає змогу об'єднати переваги класичних та інтелектуальних методів.

Фінансується за державною науково-дослідною темою «Розробити засоби та алгоритми керування напругою, струмом і частотою в гібридних системах живлення електротехнологічних установок при неповній визначеності параметрів навантаження» («База-П9»), державний реєстраційний номер 0122U001808.

1. Щерба А.А., Кирик В.В. Системи з нечіткою логікою регулювання електроенергетичних режимів. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, Видавництво «Лазурит-Поліграф», 2011. 330 с.
2. Кирик В.В. Математичний апарат штучного інтелекту в електроенергетичних системах. Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, Видавництво «Політехніка», 2019. 224 с.
3. Burian S.O., Kiselychuk O.I., Pushkar M.V., Reshetnik V.S., Zemlianukhina H.Y. Energy-efficient control of pump units based on neural-network parameter observer. *Tekhnichna electrodynamika*. 2020. No 1. Pp. 71–77. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.01.071>
4. Стяжкін В.П., Подейко П.П. Повышение качества регулирования в системе регулируемый источник тока – установка электрошлакового переплава. *Технічна електродинаміка*. Тематичний випуск «Силовая електроніка та енергоефективність». 2011. Частина 2. С. 287–292.
5. Стяжкін В.П., Подейко П.П. Оптимальное управление электротехнологической установкой по производству базальтового супертонкого волокна. *Силовая електроніка та енергоефективність*. Вісник НТУ «ХПІ». 2015. Випуск 12 (1121). С. 124–127.
6. Подейко П.П. Система автоматичного керування електротермічними установками на основі нейро-нечіткої логіки в умовах неповної визначеності технічних характеристик: дис. на пошук вченого ступеня канд. техн. наук: 05.09.03 / Інститут електродинаміки НАН України. Київ. 2019. 177 с.
7. Улубабов Р.С. В.И. Кармазин и развитие в Украине современного сепараторостроения для магнитного обогащения слабромагнитных руд. *Збагачення корисних копалин. Наук.-техн. зб.* 2012. № 48(89). С. 13–23.
8. Зайченко О.А. Оптимальное управление в системе полупроводниковый регулятор тока – электромагнитный сепаратор роторного типа: дис. на пошук вченого ступеня канд. техн. наук: 05.09.03 / Інститут електродинаміки НАН України. Київ. 2015. 204 с.
9. Волков И.В., Стяжкін В.П., Зайченко О.А. Нечеткий логический контроллер качества концентрата сепаратора 6ЭРМ при питании от регуляторов постоянного тока. *Энергосбережение, энергетика, энергоаудит*. Харьков. 2014. Т.1. № 9 (128). С. 84–91.
10. Стяжкін В.П., Зайченко О.А. Пропорционально-интегральный нечеткий логический контроллер тока обмоток намагничивания сепаратора 6ЭРМ. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 2. С. 38–44. http://techned.org.ua/2015_2/st5.pdf

HYBRID POWER SUPPLY SYSTEM OF ROTOR-TYPE ELECTROMAGNETIC SEPARATOR WINDINGS WITH INCOMPLETE DETERMINATION OF LOAD PARAMETERS

O.A. Zaichenko, O.M. Ryzhkov, S.I. Gavryluk

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
e-mail: tems@ukr.net

Features of control of high-gradient electromagnetic rotary separators are considered. Structural diagrams of control systems with fuzzy logic controllers of the process of high-gradient electromagnetic separation are given. A new block diagram of a hybrid control system for a rotary-type electromagnetic separator combining classical and intelligent control methods has been proposed. The example of a rotary electromagnetic separator shows that hybrid control methods can significantly increase energy efficiency in electrical technologies with current sources in power circuits with an incomplete definition of system parameters. Ref. 10, fig. 4.

Keywords: hybrid automatic control system, fuzzy logic controller, high-gradient rotor-type electromagnetic separator.

1. Shcherba A.A., Kirik V.V. Systems with fuzzy logic of regulation of electric energy modes of operation. Kyiv: Institute of electrodynamics of the NAS of Ukraine, «Lazuryt-Poligraf», 2011. 330 p. (Ukr)
2. Kirik V.V. Mathematical apparatus of artificial intelligence in electric power systems. Kyiv: Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, «Politehnika», 2019. 224 p. (Ukr)

3. Burian S.O., Kiselychnyk O.I., Pushkar M.V., Reshetnik V.S., Zemlianukhina H.Y. Energy-efficient control of pump units based on neural-network parameter observer. *Tekhnichna electrodynamika*. 2020. No 1. Pp. 71–77. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.01.071>
4. Stiazhkin V., Podeiko P. Improving the quality of regulation in the system regulated current source - electrosag remelting installation. *Tekhnichna electrodynamika. Thematic issue*. 2011. Part 2. Pp. 287–292. (Rus)
5. Stiazhkin V., Podeiko P. Optimal control of an electrotechnological installation for the production of superfine basalt fiber. Power electronics and energy efficiency. Visyk NTU “KHPI”. 2015. Part 12 (1121). Pp. 124–127. (Rus)
6. Podeiko P.P. System of automatic control of electrothermal installations based on neuro-fuzzy logic in the conditions of incomplete determination of technological characteristics: diss. for degree of cand. tech. sci.: 05.09.03 / Institute of electrodynamics of the NAS of Ukraine. Kyiv. 2019. 177 p. (Ukr)
7. Ulubabov R. V.I. Karmazin and the development in Ukraine of modern separator construction for magnetic enrichment of low-magnetic ores. *Zbagachennia korysnyh kopalyn*. 2012. No 48 (89). Pp. 13–23. (Rus)
8. Zaichenko O. Optimal control in the semiconductor current regulator – rotor type electromagnet separator system: diss. for degree of cand. tech. sci.: 05.09.03 / Institute of electrodynamics of the NAS of Ukraine. Kyiv. 2015. 204 p. (Rus)
9. Volkov I., Stiazhkin V., Zaichenko O. Fuzzy logic controller of the concentrates quality for the 6ERM separator, the magnetization windings of wich supplied by dc regulators. *Energoberezhenie, Energetika, Energoaudit*. 2014. Vol.1. No 9. Pp. 84–91. (Rus)
10. Stiazhkin V., Zaichenko O. Propotional-integral fuzzy logic controller of the magnetization windings current of the 6ERM separator. *Tekhnichna electrodynamika*. 2015. No 2. Pp. 38–44. (Rus) http://techned.org.ua/2015_2/st5.pdf

Надійшла: 22.06.2022

Received: 04.07.2022

Submitted: 22.06.2022

Accepted: 04.07.2022

ВИМІРЮВАННЯ ТА ДІАГНОСТИКА В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

УДК 681.518.5:621.313

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.62.048>

ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ ІНФОРМАЦІЙНИХ КАНАЛІВ БАГАТОРІВНЕВИХ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ ДІАГНОСТУВАННЯ ВУЗЛІВ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ З УРАХУВАННЯМ ВИМОГ КОНЦЕПЦІЇ SMART GRID

Ю.І. Гижко*, канд. техн. наук, М.С. Гуторова**, канд. техн. наук, В.М. Зварич***, докт. техн. наук, Г.А. Кузік, М.В. Мислович****, докт. техн. наук, Л.Б. Остапчук*****, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: myslmv@gmail.com

Розглянуто деякі особливості побудови інформаційних каналів, що входять до складу багаторівневих інформаційно-вимірювальних систем діагностування електротехнічного обладнання. Основну увагу приділено розгляду каналів вимірювання первинної діагностичної інформації, а також блоку навчальних сукупностей, де зберігається інформація про дефекти та можливі режими роботи певних вузлів електротехнічного обладнання. Розглянуто один із можливих варіантів побудови первинного вимірювального каналу, орієнтованого на використання бездротових вимірювальних сенсорів, які узгоджуються з міжнародними стандартами. Коротко наведено описання діагностичних ознак для визначення технічного стану і класифікації можливих дефектів в окремих вузлах електротехнічного обладнання з урахуванням режимів їхньої роботи. На основі прийнятих діагностичних ознак розглянуто моделі представлення навчальних сукупностей, що відповідають певним технічним станам вузлів електротехнічного обладнання для різних режимів експлуатації. Бібл. 10, рис. 3.

Ключові слова: електротехнічне обладнання, система діагностики, концепція Smart Grid, навчальна сукупність.

Вступ. Розв'язок задач моніторингу та діагностування електротехнічного обладнання (ЕО) енергопідприємств вимагає використання великої кількості інформаційних та обчислювальних ресурсів, що суттєво ускладнює структуру інформаційно-вимірювальних систем (ІВС), які використовуються, і, як наслідок, призводить до зниження їхньої надійності та підвищення вартості. Значно вдосконалити вирішення цієї проблеми вдається шляхом застосування результатів розробки розподіленої багаторівневої ІВС моніторингу й діагностики ЕО [1–4]. У таких ІВС вимірювальна інформація піддається попередньому аналізу безпосередньо в місці її отримання для того, щоб відокремити тільки ту її частину, яка важлива для визначення стану всього технічного об'єкта. Водночас передача інформації в центральний модуль діагностичної системи для її подальшого глибокого аналізу здійснюється лише за наявності обґрунтованої причини вважати, що у контрольованому вузлі є критичний дефект. Завдяки цьому значно зменшуються обсяги даних, що передаються між модулями системи моніторингу та діагностування, знижується навантаження на її елементи.

У процесі створення багаторівневих ІВС моніторингу й діагностування обов'язково мають бути враховані конструктивні особливості електроенергетичного об'єкта, який передбачається діагностувати, а також можливість оснащення його новітніми інформаційно-вимірювальними засобами, які спроможні забезпечити моніторинг та діагностування окремих його вузлів з урахуванням концепції Smart Grid.

Так, наприклад, на Трипільській ТЕС турбогенератори мають штатну систему контролю технологічних параметрів і характеристик процесів: температур, вібрацій і т. ін. Ця система проводить контроль граничних значень вимірюваних параметрів, який недостатній для



забезпечення роботи турбогенератора з високою надійністю. Для прикладу, підшипники турбогенераторів ТГВ-300 Трипільської ТЕС оснащені штатними системами віброконтролю ВСВ 350П, алгоритми функціонування яких засновані на контролі середньоквадратичного значення віброшвидкості в діапазоні частот 10...1000 Гц, що відповідно до [5] є недостатнім для виявлення та класифікації багатьох дефектів. Слід зазначити, що згадана система віброконтролю знаходиться в експлуатації вже понад 40 років.

Нині в багатьох розвинених країнах світу для побудови новітніх систем моніторингу й діагностування електроенергетичних об'єктів все частіше використовується концепція Smart Grid. Застосування цієї концепції (в тому числі й у багаторівневих ІВС моніторингу й діагностики) передбачає, що обслуговування та ремонт ЕО повинні здійснюватися за фактичним станом [1, 2]. Для цього значно більша частина обладнання повинна бути охоплена системами забезпечення надійності, які мають здійснювати постійний чи періодичний контроль його фактичного технічного стану. Крім того, самі ці системи повинні мати більше можливостей: забезпечувати двосторонній обмін інформацією на всіх рівнях, віддалений моніторинг стану, прогнозування відмов, планування необхідності в запасних частинах, оцінку залишкового ресурсу тощо.

Інколи у відомих джерелах перелічені вище задачі об'єднують під загальною назвою "Asset Management" [1, 6]. Зараз активно ведуться як інженерні, так і наукові роботи в цьому напрямку, причому їхні автори пов'язують свої результати саме з реалізацією ключових моментів концепції Smart Grid [1, 3, 4, 6]. Провідні виробники потужного електротехнічного обладнання вже зараз пропонують низку програмних продуктів, призначених для збору та узагальнення статистичної інформації про умови експлуатації та фактичний стан обладнання ЕО. На сьогодні функціонування систем комунікації на енергопідприємствах регламентується відповідними Міжнародними стандартами, наприклад [7], у яких передбачено побудову певних програмних продуктів, що призначені для забезпечення комунікації між інтелектуальними електронними пристроями, що встановлені на електричних станціях.

Потреба в оснащенні широкого класу різноманітного ЕО системами діагностування, моніторингу та контролю стану зумовлює те, що ці системи повинні бути адаптивними, значно інтелектуальнішими, ніж існуючі. Важливу роль у забезпеченні широких можливостей систем нового покоління буде відігравати розподіл обчислювальних ресурсів між різними системами діагностування, моніторингу та контролю, що працюють на різних рівнях ієрархії енергосистеми (ЕС).

При побудові структури багаторівневої ІВС моніторингу й діагностики вузлів ЕО на перше місце постають вимоги підвищення та достовірності результатів діагностики певних вузлів досліджуваного ЕО. Багато в чому отримання результатів вимірювання діагностичних сигналів, що задовольняють певні вимоги точності та достовірності, залежать від параметрів і характеристик застосованих у системі первинних сенсорів. Крім того, суттєвий вплив на точність згаданих результатів має вибір алгоритмів та відповідного програмного забезпечення, що здійснює у відповідному блоку навчання багаторівневої ІВС моніторингу й діагностики ЕО формування навчаючих сукупностей, які відповідають певним видам дефектів, а також режимам роботи ЕО.

У цій статті зосереджено увагу на створенні структур первинних інформаційних каналів, а також на побудові блоків формування навчаючих сукупностей (НС), які забезпечують можливість роботи багаторівневої ІВС моніторингу й діагностування ЕО за концепцією Smart Grid.

Із великого різноманіття публікацій, які спрямовані на розв'язок означених вище задач, можна виділити роботу [3], у який розглядаються питання забезпечення двостороннього обміну інформацією між різними рівнями об'єктів електроенергетики. У статті розглянуто питання практичного застосування бездротових сенсорів, сумісних зі стандартом IEEE 802.154, на різних електроенергетичних об'єктах. У роботі представлено результати комплексного експериментального дослідження з визначенням статистичних характеристик бездротового каналу обміну інформацією між об'єктами на електроенергетичній підстанції з напру-

гою 500 кВ. Проведені дослідження довели перспективність використання двосторонніх сенсорів указанного стандарту для побудови ІВС з використанням Smart Grid технологій.

У роботах [1–4, 6] було описано особливості побудови багаторівневих систем діагностування обладнання електроенергетичних об'єктів з урахуванням концепції Smart Grid і на цій основі розроблено узагальнену структуру багаторівневої системи моніторингу стану та технічного діагностування таких об'єктів. Зокрема, у роботі [6] запропоновано моделі представлення навчальних сукупностей у вигляді матриці, елементи якої відображають еліпси розсіювання діагностичних ознак визначених типів дефектів вузлів і режимів роботи електротехнічного обладнання. Отже, результати проведеного розгляду вищевказаних робіт зумовили мету цієї статті.

Метою роботи є розгляд та аналіз узагальненої структури багаторівневої ІВС моніторингу й діагностики електротехнічного обладнання енергопідприємств України, що відповідає вимогам міжнародних стандартів та концепції Smart Grid. Основну увагу в роботі приділено питанням побудови інформаційних каналів, що впливають на точність та достовірність результатів діагностики ЕО і забезпечують можливість функціонування такої ІВС за вимогами концепції Smart Grid, а саме, каналу вимірювання, обробки й дистанційної передачі діагностичної інформації для подальшої обробки в ІВС, а також каналу, що забезпечує в ІВС формування навчальних сукупностей (НС), які відповідають певному технічному стану вузла ЕО з урахуванням режиму його роботи.

Розглянемо питання вибору первинних сенсорів, що відповідають вимогам міжнародних стандартів і можуть бути адаптовані до структури багаторівневої ІВС моніторингу й діагностики ЕО, яка передбачає функціонування з урахуваннями концепції Smart Grid.

Зважаючи на розвиток сучасних інформаційних технологій та стандартів безпроводної передачі даних, виникає можливість розробки розподілених мереж безпроводних сенсорів, що використовують різні канали передачі даних, різні сенсори та блоки первинної обробки вимірюваних сигналів. Доцільність вибору певного технічного рішення визначається під час концептуального проектування ієрархічної структури мережі Smart Grid, виходячи з особливостей об'єкта діагностування.

Залежно від цього можливо отримати мережу енергоємних та швидкісних блоків вимірювання, низькошвидкісних та відносно енергонезалежних, або ж різні комбінації за необхідності. У роботі [8] розглянуто особливості забезпечення можливості збільшення періоду автономного функціонування безпроводних сенсорів з відносно потужним блоком первинної обробки та швидким каналом передачі даних за допомогою використання технологій Energy Harvesting.

Альтернативним варіантом для об'єктів, які не потребують передачі великих обсягів даних умовно в режимі реального часу, можливе використання низькошвидкісних протоколів передачі даних з малим енергоспоживанням.

Перспективним є застосування сенсорів серії 8911-А виробництва компанії TE connectivity, які використовують безпроводний канал передачі LoRaWAN, що залежно від частоти передачі діагностичної інформації забезпечує можливість автономного функціонування протягом п'яти років, та дають змогу обробки вібраційного сигналу з частотою до 15 кГц (резонансна частота 30 кГц). Блок сенсора складається також з мікропроцесора, який згідно з запрограмованими параметрами переводить сигнал у спектральну площину та фіксує пікові значення на визначених частотах. Тобто після формування навчальних сукупностей для певного вузла діагностування його можна використовувати як основний сенсор для автономного діагностування вузлів обладнання на певному ієрархічному рівні Smart Grid з можливістю самостійного визначення критичних значень віброприскорення для передачі інформації на оперативний рівень для забезпечення умов для прийняття рішення про наявність дефекту у вузлі діагностування.

Основні задачі побудови багаторівневої ІВС моніторингу та діагностики ЕО. Для досягнення сформульованої мети необхідно також розглянути деякі моменти, пов'язані з результатами розробки математичних моделей діагностичних інформаційних сигналів, які дають можливість обґрунтувати діагностичні ознаки, за кількісними оцінками яких, у свою

чергу, було сформовано навчаючі сукупності, що відповідають як певним технічним станам вузлів ЕО, так і режимам їхньої роботи. Застосування елементів теорії лінійних випадкових процесів (ЛВП) [9, 10] при побудові моделей цих сигналів надало змогу отримати статистичні оцінки діагностичних ознак досліджуваних вібраційних сигналів як для гаусового, так і для інших видів розподілів ймовірностей, що належать до класу безмежно подільних законів розподілу ймовірностей [10].

Отримання результатів вимірювання діагностичного сигналу у вигляді реалізацій віброприскорення, тобто випадкового процесу, потребує:

- дослідження результатів розробки математичних ймовірнісних моделей, що аналітично описують такий процес;
- теоретичного обґрунтування можливих діагностичних ознак, що встановлюються за результатами ймовірнісного аналізу розроблених математичних моделей діагностичних сигналів;
- вибору діагностичних просторів для формування навчаючих сукупностей (НС), координатами яких виступають параметри діагностичних сигналів;
- формування НС, що відповідають певним технічним станам досліджуваних вузлів ЕО, а також режимам їхньої роботи.

Перші дві позиції з наведеного переліку досить докладно розглянуті у роботах [2, 5, 6]. Нагадаємо, що узагальнена математична модель сигналу об'єкта діагностування ЕО, що працює у різних режимах, має вигляд:

$$\Xi_n(t) = (\xi_1(t), \xi_2(t), \dots, \xi_n(t)), \quad t \in T \quad (1)$$

де послідовність компонент $\{\xi_j(t), j = \overline{1, n}\}$ моделі (1) описує послідовність діагностичних вібраційних сигналів ЕО у n -режимах його функціонування.

Модель (1) є векторним ЛВП. Вона дає змогу врахувати специфіку і характерні можливості різних режимів роботи досліджуваного ЕО. Наведена модель є подальшим розвитком відомих математичних моделей діагностичних сигналів, що були отримані під час дослідження фізичних процесів, що супроводжують роботу ЕО. З метою практичного використання в роботі досліджується модель стаціонарного ЛВП, яка знайшла широке застосування у вібродіагностиці технічних об'єктів і систем.

Таким чином, компонента $\xi_j(t)$ моделі (1) має інтегральне представлення [9] у виді:

$$\xi_j(t) = \int_0^\infty \phi_j(t - \tau) d\eta(\tau) = \int_0^\infty \phi_j(t - \tau) \eta'(\tau) d\tau, \quad j = \overline{1, n}, \quad t \in T, \quad (2)$$

де детермінована функція $\phi_j(t)$ характеризує імпульсну перехідну функцію об'єкта дослідження як лінійної системи в j -му режимі функціонування, а породжуючий процес $\eta(t)$ – випадковий процес з незалежними приростами і безмежно-подільними законами розподілу, який враховує дію значної кількості стохастичних факторів, що виникають в момент формування діагностичного сигналу. Похідна процесу $\eta'(\tau)$ є процесом білого шуму [9, 10], що дає можливість використати поєднання теоретичних і експериментальних результатів досліджень у галузі вібродіагностики.

Припускаючи, що для коливального процесу, яким є процес розповсюдження вібраційної хвилі в тілі досліджуваного вузла, ЕО може бути представлений як процес з імпульсною перехідною функцією [6]

$$\phi_{ji}(t) = \frac{(2\pi f_{ji})^2}{\psi_{ji}} e^{-\beta_{ji}t} \sin(\psi_{ji}t) U(t), \quad (3)$$

де f_{ji} – резонансна частота; β_{ji} – коефіцієнт, що характеризує ступінь згасання коливань i -ї складової; $\psi_{ji} = \sqrt{(2\pi f_{ji})^2 - \beta_{ji}^2}$ – коефіцієнт, який характеризує ступінь взаємозв'язку між f_{ji} та β_{ji} ; $U(t)$ – нормалізована функція Хевісайда (одиничний стрибок).

У відповідності з роботами [2, 5, 6] і з урахуванням (3) зміна технічного стану об'єкта діагностування або режиму його функціонування обумовлена змінами параметрів імпульсної функції $\phi_{ji}(t)$ чи породжуючого процесу $\eta'(\tau)$. За результатами дослідження математичних моделей вібродіагностичних сигналів, з огляду на результати робіт [2, 5] як діагностичні

ознаки може бути обрана наступна низка параметрів і характеристик, що враховують як різні режими, так і можливий технічний стан об'єктів діагностування ЕО:

- при спектрально-кореляційному аналізі: коефіцієнти затухання β_{ji} ; частотні параметри ψ_{ji} , $j = \overline{1, n}$, $i = \overline{1, m}$;
- при аналізі ймовірнісного розподілу: характер функції щільності розподілу ймовірностей; величини початкових і центральних моментів, серед яких найбільш інформативними є коефіцієнти асиметрії k та ексцесу γ .

Якщо замість параметрів k та γ скористатись зв'язаними з ними параметрами $\beta_1=k^2$ та $\beta_2=\gamma+3$ [5], то як діагностичний простір для формування навчаючих сукупностей (НС), що характеризують технічний стан досліджуваних вузлів, можна вибрати площину (β_1, β_2) , у який будуватиметься відома в статистиці діаграма Пірсона [5]. Саме такий підхід використовувався в роботах [2, 5, 6] для формування НС, які враховують види можливих дефектів досліджуваного вузла ЕО.

Передбачається розроблення форм представлення НС, які відповідають певним технічним станам вузлів ЕО і які можуть працювати у різних режимах. Передбачається також створення моделей форм НС, що дають змогу об'єднати сформовані НС в окремі вузли та агрегати ЕО у відповідності із запропонованою схемою розподілення ЕО на певні ієрархічні рівні.

Застосування концепції Smart Grid передбачає значне розширення можливостей систем діагностування за рахунок реалізації додаткових функцій, а саме: забезпечення двостороннього обміну інформацією між усіма ієрархічними рівнями системи; віддалений моніторинг стану досліджуваних об'єктів електростанції; оцінку залишкового ресурсу та ін. Практична реалізація таких ІВС діагностування вимагає створення відповідних методів, алгоритмів і програмного забезпечення, які б у реальному часі оброблювали вимірювані сигнали і видавали результат діагнозу щодо технічного стану досліджуваного ЕО.

Зважаючи на те, що організація роботи сучасних електроенергетичних об'єктів є ієрархічною [1, 6], системи моніторингу, контролю та технічного діагностування ЕО також повинні будуватися за ієрархічним принципом.

Наступним кроком у створенні НС для ІВС діагностування є умовне розбиття всього обладнання електростанції на певні ієрархічні рівні.

У відповідності з роботами [1, 6] таких рівнів може бути вибрано 4:

- перший – на цьому рівні розташовані елементи конструкції основних вузлів обладнання електростанції. Саме цей рівень і визначає, які саме дефекти можливі в об'єкті, що розглядається;
- другий – це власне вузли обладнання, які являють собою конструктивно єдине ціле. Сюди можна віднести обмотки ротора та статора обертових машин, магнітопроводи, підшипникові вузли, корпус, станину, фундамент, систему охолодження;
- третій – представляє агрегати електротехнічного обладнання електростанції: генератори, двигуни власних потреб, трансформатори, вимикачі, роз'єднувачі, ізолятори, насоси тощо;
- четвертий рівень ієрархії – це рівень електростанції в цілому.

Виходячи з наведених рівнів, у роботі [6] запропонована модель формування і зберігання НС для банку даних ІВС моніторингу й діагностування ЕО у вигляді плоскої та об'ємної матричних форм. Умовно це можна назвати представленням НС у 2D-форматі й 3D-форматі.

Таке представлення НС дає змогу (з узгодженням запропонованих вище ієрархічних рівнів) зручно їх систематизувати по окремих вузлах і агрегатах усього ЕО, що представлено на електростанції і може бути охоплено системою діагностування. Так, у форматі 2D представляються НС, що охоплюють дані по одному з вузлів (це відповідає 2-му рівню в запропонованій ієрархії). По стовпчиках запропонованої матриці розташовані елементи, що відповідають певним видам дефектів, які можуть виникати в ході експлуатації досліджуваного вузла за конкретного фіксованого режиму його роботи. За рядками цієї матриці розташовуються елементи, які відповідають однаковим технічним станам (справним або таким, що мають конкретні види дефектів), але таким, що працюють у різних режимах.

Особливості формування просторів діагностичних ознак станів вузлів ЕО в умовах теплової електростанції. Наведемо приклад формування НС для реального електротехнічного об'єкта, що експлуатується в умовах теплової електростанції. Для цих експериментів було обрано підшипникові вузли електродвигунів DKRAJ 4519-4М (рис. 1). Ці двигуни використовуються як привод питомих водяних насосів KRHA-300/660-40A-019 (рис. 2), що забезпечують експлуатацію турбогенераторів ТВ-60-2 теплової електростанції ТОВ «ЄВРО-РЕКОНСТРУКЦІЯ» (Дарницька ТЕЦ – 4, м. Київ). Досліджувались віброприскорення поверхні підшипникових вузлів одного зі зразків вказаного типу двигунів, що пройшов плановий поточний ремонт.



Рис. 1

Основна мета проведення експериментів з вимірювання та дослідження віброприскорення підшипникових вузлів полягала у встановленні залежності параметрів вібрації від робочої температури підшипникових вузлів вказаних електродвигунів. Саме з цієї причини було обрано електродвигун, який вводився до експлуатації після поточного ремонту, тобто температура поверхні його підшипникового вузла приблизно дорівнювала внутрішній температурі приміщення, де були встановлені ці двигуни, а саме $t = 21^{\circ}\text{C}$. Температура вказаної поверхні вимірювалась за допомогою контактного термометра для технічних вимірювань типу CEWAL BRC 66V1 з діапазоном вимірювання $0 \dots 120^{\circ}\text{C}$.

Для цього температурного стану за допомогою розробленого зразка ІВС моніторингу й діагностики ЕО було проведено вимірювання й наступна статистична обробка по програмі гістограмного аналізу діагностичного сигналу віброприскорення підшипникового вузла. Наступне вимірювання досліджуваного сигналу було здійснено після досягнення вказаним двигуном робочих експлуатаційних параметрів (приблизно через 1 годину після пуску двигуна). Температура підшипникового вузла на цей момент досягла відмітки $t = 47^{\circ}\text{C}$.



Рис. 2

У роботах [2, 5] показано, що коефіцієнти асиметрії k та ексцесу y , які характеризують розподіл процесів вібрації різних вузлів ЕО, можуть бути використані як діагностичні ознаки для визначення технічного стану або ступеня навантаження вузлів ЕО.

За даними статистичної обробки вимірювань віброприскорень підшипникового вузла вказаного двигуна, отриманих за різних температур, за оцінками параметрів β_1 і β_2 у діагностичному просторі (β_1, β_2) були сформовані навчальні сукупності, які наведено на рис. 3. Навчальні сукупності являють собою еліпси розсіювання [5], побудовані на рівні 0,95 за точками, що відповідають різним значенням температури досліджуваного вузла, а саме: 21°C та 47°C . Для формування наведених навчальних сукупностей було використано вибірки обсягом близько 120 елементів.

Як видно з наведених сукупностей, підвищення температури підшипникового вузла електродвигуна призводить до незначного зміщення еліпса розсіювання за величиною параметра β_2 . У підсумку отримані в цьому прикладі результати свідчать про необхідність врахування температурного режиму для створення ІВС моніторингу й діагностики вузлів ЕО.



Рис. 3

Висновки. Отримано такі основні результати: 1) з урахуванням вимог міжнародних стандартів запропоновано структуру інформаційно-вимірювального каналу для реєстрації вібраційного діагностичного сигналу, який забезпечує функціонування ІВС моніторингу та діагностики ЕО з урахуванням концепції Smart Grid; 2) розглянуто основні науково-технічні принципи побудови ІВС моніторингу й діагностування ЕО з урахуванням режимів його роботи; 3) наведено приклад формування навчаючих сукупностей з використанням експериментально зареєстрованих даних віброприскорення корпусів підшипників електроприводу питомих насосів для парових турбін ТЕЦ ТОВ «СВРОРЕКОНСТРУКЦІЯ» (Дарницька ТЕЦ – 4, м. Київ).

Підготовлено за державною науково-дослідною роботою «КОМПЛЕКС-5» («Розроблення нових математичних моделей та методів дослідження електрофізичних процесів та полів в електротехнічному обладнанні для вирішення задач надійної експлуатації та діагностування»), державний реєстраційний номер 0121U107443. КПКВК 654103.

1. Myslovych M.V., Sysak R.M. About some features of construction of intellectual multilevel systems of technical diagnostics of electric power objects. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 1. Pp. 78–85.
2. Hertsyk S.M. Computerized system for diagnostics of electrical equipment components, taking into account its modes of operation. Kyiv: In-t of elektrodynamik of Ukrainian Academy of Sciences. Abstract of the dissertation for the degree of Candidate of Technical Sciences in specialty 05.13.05 - Computer systems and components. 2019. 20 p.
3. Gungor V.C., Bin Lu, Hancke G.P. Opportunities and Challenges of Wireless Sensor Networks in Smart Grid. *IEEE Transactions on industrial electronics*. 2010. Vol. 57. No 10. Pp. 3557–3564. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2039455>
4. Ilyin V.V. Introduction to Smart Grid. *AVOK*. 2012. No 7. Pp. 76–86.
5. Babak S.V., Myslovych M.V., Sysak R.M. Statistical diagnostics of electrical equipment. Kyiv: Institute of elektrodynamik of Ukrainian Academy of Sciences. 2015. 456 p.
6. Myslovych M.V. Models of Forms of Representation of Learning sets for Multilevel Systems of Diagnosis of Electrical Equipment Assemblies. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2021. No 3. Pp. 65–73. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.03.065>
7. IEC 61850 -8-1 Communication networks and systems in substations-Part 8-1: Specific Communication Service Mapping (SCSM) – Mapping to MMS (ISO 9506-1 and ISO 9506-2) and to ISO/IEC 8802-3. 140 p.
8. Hertsyk S. Formation of training sets for systems of diagnostics of the electric power equipment taking into account modes of its work. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2019. Vyp. 52. Pp. 54–61. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.52.054>
9. Marchenko B.G. The method of stochastic integral representations and its applications in radio engineering. Kiev: Naukova dumka, 1973. 192 p. (Rus).
10. Marchenko B.G., Scherbak L.M. Linear random processes and their applications. Kiev: Naukova dumka, 1975. 143 p. (Rus).

FEATURES OF BUILDING INFORMATION CHANNELS OF MULTILEVEL INFORMATION AND MEASUREMENT SYSTEMS OF DIAGNOSING UNITS OF ELECTRICAL EQUIPMENT TAKING INTO ACCOUNT THE REQUIREMENTS OF THE SMART GRID CONCEPT

Yu.I. Hyzhko, M.S. Hutorova, V.M. Zvaritch, H.A. Kuzik, M.V. Myslovych, L.B. Ostapchuk

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

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

e-mail: myslmv@gmail.com

Some peculiarities of constructing information channels, which are a part of multilevel information-measuring systems for diagnostics of electrical equipment, are considered. The primary attention in the report is paid to the consideration of primary diagnostic information measurement channels, as well as the block of training aggregates, where the information about defects and possible modes of operation of some electrical equipment units is stored. One of the possible options for building a primary measurement channel focused on using wireless measurement sensors, which are consistent with the use of international standards, has been considered. The description of diagnostic features for determining the technical condition and classification of possible defects in individual nodes of electrical equipment concerning their modes of operation is briefly described. Based on accepted diagnostic attributes, the models of representation of training sets, which correspond to different technical states of electrical equipment units for different modes of operation, are considered. Ref. 10, fig. 3.

Keywords: electrical engineering equipment, diagnostics system, Smart Grid concept, teaching package.

Надійшла: 14.07.2022

Прийнята: 04.08.2022

Submitted: 14.07.2022

Accepted: 04.08.2022

МІНІМІЗАЦІЯ ВИПАДКОВОЇ ПОХИБКИ ЦИФРОВОГО МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ АМПЛІТУДИ СИНУСОЇДАЛЬНОГО СИГНАЛУ

П.І.Борщов, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр.Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

e-mail: pavbor2010@gmail.com

Досліджено похибки вимірювання амплітуди синусоїдальних сигналів методом, який базується на обчисленні суми відношень цифрових відліків миттєвих значень сигналу до синусів фазових кутів, які відповідають моментам вибірок. Отримано математичний вираз для визначення сумарної випадкової похибки вимірювання з використанням значень параметрів її складових. Показано, що існує мінімальне значення сумарної випадкової похибки вимірювання, як функції кількості врахованих миттєвих значень сигналу. Наведено методику забезпечення зниження рівня випадкової похибки до потрібного рівня. Метод може бути застосований для створення метрологічного забезпечення вимірювань параметрів електричних сигналів на низьких і інфранизьких частотах, у тому числі на промисловій частоті. Бібл. 7, рис. 4, таблиця.

Ключові слова: синусоїдальний сигнал, амплітуда, цифровий метод, мінімізація випадкових похибок вимірювання.

Для визначення діагностичних параметрів електроенергетичного обладнання часто необхідно виконувати вимірювання активних електричних величин на першій гармоніці сигналів промислової частоти. Це дає змогу запобігти впливу неінформативних гармонічних складових. Приклад – вимірювання параметрів високовольтної ізоляції – електричної ємності й тангенса кута діелектричних втрат. У нормативних документах [1] підкреслюється актуальність задачі створення систем моніторингу стану конденсаторної ізоляції в процесі її експлуатації під дією робочої напруги. Зокрема, норми випробувань високовольтних вводів класу 750 кВ встановлюють граничне відхилення модуля повної електропровідності на рівні 1 %. Цей параметр вимірюється непрямим методом через вимірювання амплітуд напруги на об'єкті та струму через нього. Відповідно відносна похибка вимірювання амплітуди цих величин має не перевищувати 0,1 %, а її випадкова складова повинна знаходитись на рівні 0,01...0,02 %. Крім того, для створення метрологічного забезпечення таких вимірювань необхідно знизити вказану похибку до кількох тисячних часток відсотка.

Математична модель сигналу:

$$S = A_m \cdot \sin \varphi_x, \quad (1)$$

де A_m – амплітуда сигналу, φ_x – поточна фаза, що залежить від часу.

Задля вимірювання амплітуди синусоїдальних сигналів доцільним є використання методів, що базуються на аналого-цифровому перетворенні миттєвих значень сигналів з подальшою обробкою масиву цифрових відліків і обчисленням необхідних параметрів сигналів. Використовують два основних підходи до обробки масивів цифрових відліків [2]. Перший – застосування методів цифрового спектрального аналізу, що базуються на дискретному перетворенні Фур'є (швидке перетворення Фур'є, алгоритм Герцеля та ін.). Другий – застосування цифрової фільтрації з подальшим обчисленням амплітуди першої гармонічної складової сигналу.

Застосування першого підходу призводить до значних похибок вимірювання за відсутності синхронізації сигналу тактового генератора вимірювального пристрою з вхідним сигналом. Обчислена максимальна складова спектру сигналу не співпадає за частотою з його першою гармонічною складовою. Навіть застосування вимірювання частоти сигналу для налагодження частоти дискретизації не дає змоги знизити відносну випадкову похибку вимірювання нижче кількох десятих часток відсотка.

Другий підхід передбачає цифрову фільтрацію масиву відліків, в результаті якої отримують новий масив, що відображає першу гармонічну складову сигналу. Відомі методи визначення амплітуди синусоїдальних сигналів, оснований на обчисленні суми відліків за ціле число періодів [3]. За відсутності синхронізації сигналу тактового генератора приладу і вхідного сигналу виникає методична частотна похибка, обумовлена обмеженням обсягом масиву. Як показує аналіз [3], відносне значення цієї похибки може досягати 0,05 %.

Відомі також так звані «фазочастотні» методи вимірювання амплітуди синусоїдальних сигналів, особливістю яких є формування часових інтервалів, що визначаються моментами переходу сигналу через фіксовані рівні [4]. Водночас вдається виключити частотні похибки вимірювання. Недолік цих методів полягає в необхідності застосування аналогових вузлів порівняння, що мають похибки від гістерезису та температурної нестабільності рівнів спрацювання.

Автором був запропонований метод вимірювання амплітуди синусоїдальних сигналів шляхом застосування наступного виразу [5]:

$$A_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{N_i}{\sin \varphi_i}, \quad (2)$$

де N_i – значення цифрового відліку миттєвого значення сигналу за номером i ; n – кількість таких відліків, взятих за довільний інтервал часу, не прив'язаний до цілого числа періодів сигналу; φ_i – фаза моменту вибірки відліку N_i .

Перевагою методу є виключення принципової необхідності в усередненні масиву відліків за ціле число періодів. Амплітуда сигналу визначається для **кожного відліку**, а усереднення додатково підвищує завадостійкість і знижує випадкову похибку. Для реалізації методу необхідно визначити фазу кожного цифрового відліку, що нескладно реалізувати з використанням відомих методів обробки масивів відліків миттєвих значень сигналів [6].

Проведена в роботі [5] оцінка методичної похибки вимірювання амплітуди цим методом є неповною, оскільки стосується тільки однієї складової, обумовленої зростанням ваги похибки вимірювання фазових кутів за відхилень значень від $\pi/4$.

Метою даної роботи є аналіз похибки вимірювання амплітуди синусоїдального сигналу методом, що базується на використанні виразу (2), з урахуванням усіх складових, а також визначення умов, за яких забезпечується мінімальне значення цієї похибки.

На похибку вимірювання амплітуди досліджуванним методом впливають такі складові:

- випадкова похибка вимірювання миттєвих значень сигналу, що обумовлена похибками квантування АЦП, а також вхідними шумами вимірювального пристрою;
- похибка вимірювання фазового кута.

Вимірювання амплітуди з використанням виразу (2) можна класифікувати як усереднення результатів опосередкованих вимірювань. Оцінку абсолютного середньоквадратичного значення (СКЗ) випадкової похибки одного вимірювання можна отримати з наступного виразу [7]:

$$\bar{\sigma}_{Ai} = \sqrt{\left(\frac{\partial A_{xi}}{\partial N_i}\right)^2 \cdot \bar{\sigma}_{N_i}^2 + \left(\frac{\partial A_{xi}}{\partial \varphi_i}\right)^2 \cdot \bar{\sigma}_{\varphi_i}^2}, \quad (3)$$

де $\bar{\sigma}_{N_i}$ – СКЗ випадкової похибки вимірювання миттєвих значень сигналу; $\bar{\sigma}_{\varphi_i}$ – абсолютної випадкової похибки вимірювання фазових кутів; $\frac{\partial y}{\partial x}$ – часткова похідна функції y по x .

Оцінка середньоквадратичного відхилення середнього арифметичного значення [7]:

$$\bar{\sigma}_{Ax} = \sqrt{\sum_{i=2}^n \frac{\bar{\sigma}_{Ai}^2}{n \cdot (n-1)}}. \quad (4)$$

Після підстановки значень часткових похідних у (3), значення СКЗ похибки з (3) у (4), і групування членів отримуємо:

$$\bar{\sigma}_{Ax} = \sqrt{\sum_{i=2}^n \frac{1}{n \cdot (n-1) \sin^2 \varphi_i} \bar{\sigma}_{Ni}^2 + \sum_{i=2}^n \frac{1}{n \cdot (n-1)} \frac{\bar{\sigma}_{\varphi i}^2 \cdot \operatorname{ctg}^2 \varphi_i \cdot N_i^2}{\sin^2 \varphi_i}}. \quad (5)$$

Визначимо відносне СКЗ похибки:

$$\frac{\bar{\sigma}_{Ax}}{A_m} = \sqrt{\sum_{i=2}^n \frac{1}{n \cdot (n-1)} \cdot \frac{1}{\sin^2 \varphi_i} \cdot \frac{\bar{\sigma}_{Ni}^2}{A_m^2} + \sum_{i=2}^n \frac{\bar{\sigma}_{\varphi i}^2 \cdot \operatorname{ctg}^2 \varphi_i}{n \cdot (n-1)} \cdot K_N^2}, \quad (6)$$

де $K_N = \frac{N_i}{\sin \varphi_i} \cdot \frac{1}{A_m}$ – відношення результату одного вимірювання амплітуди сигналу до значення самої амплітуди.

K_N відрізняється від одиниці на похибку вимірювання. Оскільки вираз (6) призначений для визначення похибки, значення цього коефіцієнта можна замінити одиницею, тобто знехтувати «похибкою визначення похибки».

За фазових кутів $\pm\pi/2$ та $\pm 3\pi/2$ миттєві значення сигналу дорівнюють його амплітуді, водночас вплив похибки вимірювання фазового кута є незначним. При відхиленні фазових кутів від цих значень вплив похибки вимірювання фазового кута зростає. Вплив похибки квантування АЦП і вхідних шумів є більш складним. З одного боку, при збільшенні кількості вимірюваних значень їхній вплив зменшується за рахунок усереднення. З іншого боку, при відхиленні фазових кутів від значень $\pm\pi/2$ та $\pm 3\pi/2$ миттєві значення сигналу зменшуються, відповідно вплив цих факторів зростає.

Оцінимо поведінку складових у виразі (6) при значеннях СКЗ похибок, характерних для комбінованого вимірювача комплексу електричних величин на промисловій частоті [6]. Спочатку оцінимо вплив похибки квантування АЦП. СКЗ цієї похибки, що має рівномірний закон розподілу імовірностей, дорівнює $\frac{q_k}{2\sqrt{3}}$, де q_k – значення кроку квантування. Для 16-розрядного АЦП, за умови, що рівень вхідного сигналу складає не менше половини максимального значення діапазону вимірювання, відносне значення СКЗ похибки квантування складає:

$$\frac{\bar{\sigma}_{Ni}}{A_m} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot 2^{15}} \approx 8,8 \cdot 10^{-6}. \quad (7)$$

СКЗ випадкової похибки вимірювання фазових кутів для вказаного приладу складає 10^{-5} рад.

На рис.1 показано графік залежності першої складової у виразі (6) від кількості n врахованих цифрових відліків миттєвих значень сигналу. За $n=2$ враховуються відліки, що відповідають фазовим кутам $\pi/2$ та $(\pi/2 + \pi/50)$ (за умови отримання за період сигналу 100 відліків). Для кожного наступного відліку фазовий кут збільшується на $\pi/50$. З цього графіку видно, що існує мінімум функції за $n = 15$. На рис. 2 показано графік залежності другої складової у виразі (6). Її значення монотонно зростає за збільшення кількості відліків.

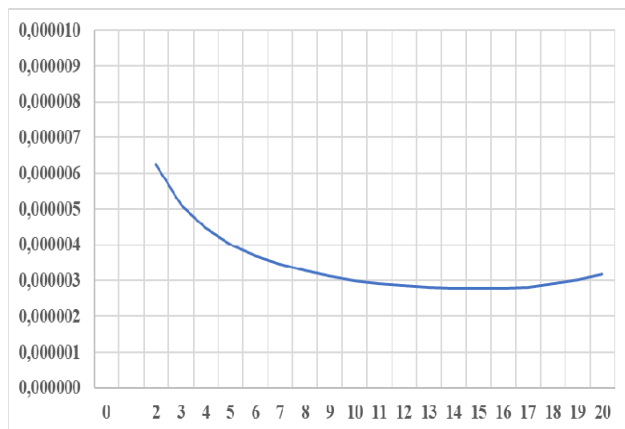


Рис. 1

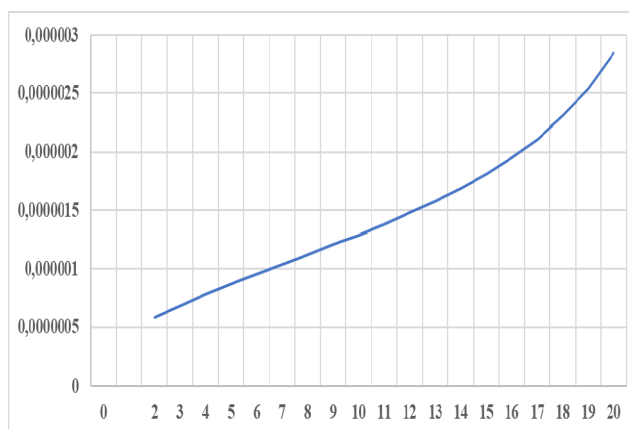


Рис. 2

На рис. 3 показано графік залежності відносного СКЗ сумарної похибки, розрахованої згідно з виразом (6), від кількості n цифрових відліків миттєвих значень сигналу. Функція має мінімум за $n=12$. Відношення мінімального значення відносного СКЗ випадкової похибки до СКЗ похибки квантування становить 0,37. Тобто застосування досліджуваного методу вимірювання амплітуди синусоїдальних сигналів за вказаних значень складових дає змогу знизити рівень похибки в 2,7 рази, водночас оптимальне значення кількості відліків, що враховуються за одну чверть періоду сигналу, складає 12.

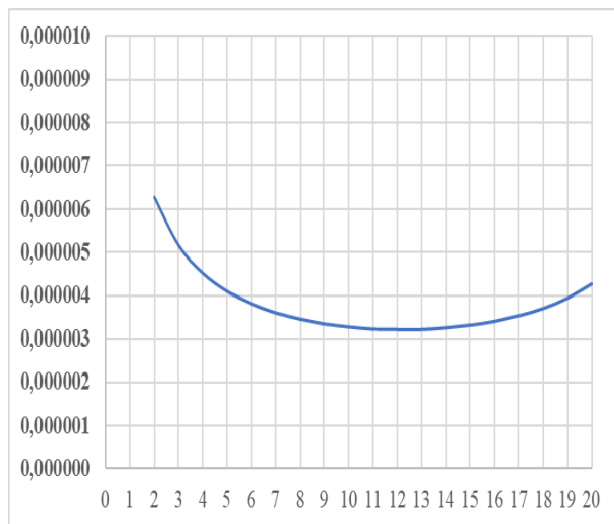


Рис. 3

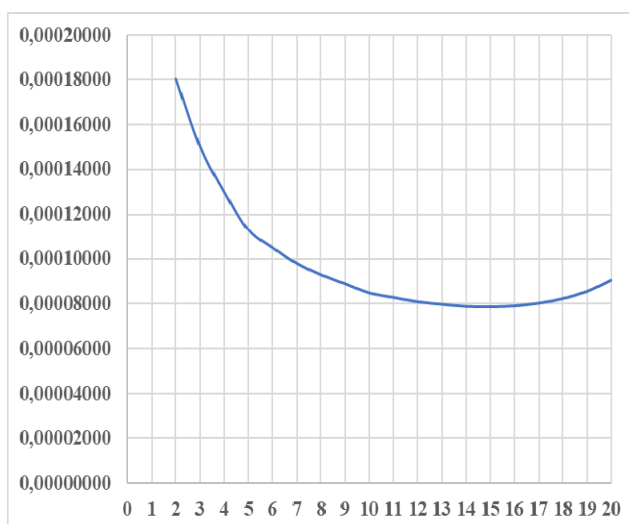


Рис. 4

Якщо частоту дискретизації сигналу синхронізовано з частотою самого сигналу, то врахування додаткової кількості відліків за інші частини періоду, а також за інші періоди виграшу у точності не приносить, оскільки значення відліків будуть повторюватися, відповідно похибки додаткових відліків будуть статистично залежними. Але така ситуація на практиці неможлива. По-перше, складно забезпечити точність і стабільність синхронізації цих частот. По-друге, зазвичай вхідний шум перевищує шум квантування, тому виміряні миттєві значення сигналу для різних частин періоду і різних періодів будуть відрізнятися, похибки будуть статистично незалежними. Таким чином, врахування більшої кількості відліків дає змогу додатково зменшити рівень сумарної похибки.

Якщо виникає необхідність розширити діапазон амплітуд вимірюваних величин у напрямку менших значень, то вплив вхідного шуму зростає. Наприклад, якщо на вході пристрою діє шум, СКЗ якого у вимірюваній смузі частот дорівнює 0,5 пА, то для вхідного струму амплітудою 2 мкА відношення СКЗ шуму до амплітуди сигналу складе $2,5 \cdot 10^{-4}$. На рис. 4 показано графік залежності відносного СКЗ сумарної похибки, визначеної згідно з виразом (6), за вказаного рівня вхідного шуму. Функція має мінімум при $n=15$, мінімальне відносне СКЗ похибки менше за максимальне приблизно у 3 рази і складає $0,8 \cdot 10^{-4}$. Якщо врахувати відліки за інші три чверті періоду, результуюча похибка знизиться ще в два рази. Якщо цього недостатньо, можна використати дані вимірювань за декілька періодів сигналу. Наприклад, за умови обробки даних за 16 періодів можна знизити СКЗ випадкової похибки вимірювання амплітуди сигналу до $1 \cdot 10^{-5}$.

Другий шлях зниження випадкової похибки вимірювання амплітуди – підвищення частоти дискретизації. У таблиці наведено значення коефіцієнтів зменшення випадкової похибки вимірювання миттєвих значень сигналу для різних частот дискретизації при врахуванні відліків за $\frac{1}{4}$ періоду.

У таблиці позначено: K_f – відношення частоти дискретизації до частоти сигналу (кількість відліків за період сигналу); K_σ – коефіцієнт зменшення випадкової похибки; $K_{\sigma 100}$ – коефіцієнт зменшення випадкової похибки при 100 відліках за період. З даних таблиці випливає, що за підвищення частоти дискретизації приблизно пропорційно збільшується кількість відліків, які можна врахувати для визначення амплітуди сигналу, відповідно рівень випадкової похибки зменшується пропорційно $\sqrt{n}$.

№	K_f	K_σ	n	$K_{\sigma n}/K_{\sigma 100}$
1	50	2,46	7	0,75
2	100	3,26	14	1
3	200	4,57	29	1,4
4	400	6,42	60	1,97

Для забезпечення зниження рівня випадкової похибки до потрібного можна рекомендувати таку послідовність дій:

- визначити рівень випадкової похибки вимірювання миттєвих значень сигналу;
- визначити рівень випадкової похибки вимірювання фазових кутів, що відповідають моментам вибірок миттєвих значень сигналу;
- використовуючи вираз (6), знайти кількість миттєвих значень сигналу за $\frac{1}{4}$ періоду, що забезпечує мінімальне значення похибки вимірювання результату;
- визначити значення коефіцієнта зниження рівня похибки з графіку, приклад якого наведений на рис. 2,3;
- якщо випадкові похибки вимірювання миттєвих значень є статистично незалежними, зокрема, обумовленими вхідними шумами, використати дані за інші $\frac{3}{4}$ періоду сигналу, що дає змогу знизити рівень похибки ще у 2 рази;
- якщо отримане значення не задовольняє висунуті вимоги, можна збільшити кількість цифрових відліків миттєвих значень сигналу шляхом використання даних за кілька періодів сигналу, або шляхом підвищення частоти дискретизації.

Висновок. Отриманий математичний вираз (6) дає можливість визначити оптимальну кількість цифрових відліків, яка забезпечує мінімальне значення випадкової похибки вимірювання амплітуди синусоїдального сигналу досліджуванним методом. Наведено методику забезпечення зниження рівня випадкової похибки до необхідного рівня. Отримані значення СКЗ випадкової похибки вимірювання дозволяють застосовувати досліджуваний метод вимірювання амплітуди синусоїдальних сигналів для створення метрологічного забезпечення вимірювань параметрів електричних сигналів на низьких та інфранизьких частотах, в тому числі на промисловій частоті.

1. Міністерство енергетики та захисту довкілля України. Норми випробування електрообладнання. СОУ-Н ЕЕ 20.302:2020. ПАТ «Національна енергетична компанія «Укренерго», 2020. 238 с.
2. Ifeachor E.C., Jervis B.W. Digital signal processing: a practical approach. 2nd edition. Pearson Education, 2002. 933 p.
3. Andow F., Matsushima T., Iwasaki M. Apparatus for calculating amplitude values. Pat. USA 4073008. Publ.07.02.1978.
4. Рудик А. В. Фазочастотний метод вимірювання амплітуди змінної напруги синусоїдальної форми. *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах (Хмельницький)*. 2015. № 4. С. 96–102. URL: http://irbis-nbuv.gov.ua/cgi-bin/irbis_nbuv/cgiirbis_64.exe?C21COM=2&I21DBN=UJRN&P21DBN=UJRN&IMAGE_FILE_DOWNLOAD=1&Image_file_name=PDF/vott_2015_4_16.pdf (дата звернення 03.05.2022)
5. Борщев П.И. Повышение разрешающей способности цифровых измерителей амплитуды синусоидальных сигналов. *Технічна електродинаміка*. 2006. № 3. С. 58–62.
6. Борщев П.И. Селективный измеритель электрических величин на промышленной частоте. *Технічна електродинаміка*. 2005. № 4. С. 74–78.
7. Кухарчук В.В., Кучерук В.Ю., Володарський Є.Т., Грабко В.В. Основы метрологии та електричних вимірювань: підручник. Вінниця: ВНТУ, 2011. 522с.

MINIMIZATION OF RANDOM ERROR OF DIGITAL METHOD OF MEASUREMENT OF AMPLITUDE OF A SINUSOIDAL SIGNAL

P.I. Borshchov

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Science of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine
e-mail: pavbor2010@gmail.com

The errors of measuring the amplitude of sinusoidal signals by the method based on calculating the sum of the ratios of digital samples of instantaneous signal values to the sines of the phase angles corresponding to the sampling moments are investigated. A mathematical expression for determining the total random measurement error using the values of the parameters of the error components is obtained. It is shown that there is a minimum value of the total random measurement error as a function of the number of instantaneous signal values taken into account. The method of reducing the level of random error to the desired level is given. The method can be used to create metrological support for measuring the parameters of electrical signals at low and infralow frequencies, including industrial frequency. Ref. 7, fig. 4, table.

Keywords: sinusoidal signal, amplitude, digital method, minimization of random measurement errors.

1. Ministerstvo enerhetyky ta zakhystu dovykillia Ukrainy. Normy vyprovuvannia elektroobladnannia. SOU-H EE 20.302:2020. PAT «Nazionalna enerhetychna kompania «Ukrenerho», 2020. 238 p. (Ukr)
2. Ifeachor E.C., Jervis B.W. Digital signal processing: a practical approach. 2nd edition. Pearson Education, 2002. 933 p. (Eng)
3. Andow F., Matsushima T., Iwasaki M. Apparatus for calculating amplitude values. Pat. USA 4073008. Publ.07.02.1978. (Eng)
4. Rudyk A. V. Phase-frequency method of measuring the amplitude of sinusoidal alternating voltage. *Vymiriuvanna ta obchisliuvanna tekhnika v tekhnologichnikh protsessakh (Khmelnytskyi)*. 2015. No 4. Pp. 96–102. (Ukr)
URL:http://irbis-nbuv.gov.ua/cgi-bin/irbis_nbuv/cgiirbis_64.exe?C21COM=2&I21DBN=UJRN&P21DBN=UJRN&IMAGE_FILE_DOWNLOAD=1&Image_file_name=PDF/vott_2015_4_16.pdf (Accessed 03.05.2022)
5. Borshchov P.I. Improving the resolution of digital sinusoidal amplitude meters. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2006. No 3. Pp. 58–62. (Rus)
6. Borshchov P.I. Selective meter of electrical quantities at industrial frequency. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2005. No 4. Pp. 74–78. (Rus)
7. Kukharchuk V.V., Kucheruk V.Y., Volodarskii Y.T., Grabko V.V. Basics of metrology and electrical measurements. Vinnytsia: VNTU, 2011. 522p. (Ukr)

Надійшла: 01.06.2022

Прийнята: 14.06.2022

Submitted: 01.06.2022

Accepted: 14.06.2022