



ISSN 1607-7970
E-ISSN 2218-1903

ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

№ 2
2021

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

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

EDITORIAL BOARD*

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

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

INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

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

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

Адреса редакції:

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

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

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

ШИДЛОВСЬКА Н.А., ЗАХАРЧЕНКО С.М. Дискретна нелінійно-імовірнісна модель еквівалентного електричного опору шару металевих гранул	3
ЛАНКІН Ю.М., СОЛОВЙОВ В.Г., РОМАНОВА І.Ю. Моделювання анізотропії питомої електропровідності біологічної тканини, яка виникає за локального стискання електродами для біполярного зварювання	13
ВОЖАКОВ Р.В., КИРИЛЕНКО В.М. Вплив сторонніх джерел теплової енергії на стійкість і пробивну напругу електроізоляції під час її теплового пробою.....	20
МАКАРЧУК О., CALUS D., MOROZ V. Mathematical model to calculated the trajectories of electromagnetic mill operating elements	26

Перетворення параметрів електричної енергії

ЛИПКІВСЬКИЙ К.О., МОЖАРОВСЬКИЙ А.Г. Вдосконалення багаторівневого випрямляча у складі вольтододавчого каналу системи живлення постійного струму шляхом декомпозиції його елементів	35
ВОЛКОВ І.В., ПОДОЛЬНИЙ С.В. Енергетичні характеристики резонансного конвертора з дозованою передачею енергії	42

Електромеханічне перетворення енергії

ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., ГЕРАСКІН О.А. Вплив режимних і експлуатаційних факторів на демпферну систему ротора явно полюсної синхронної машини	47
VOLYUKH V.F. Excitation of a pulse electromechanical converter of electrodynamic type from a two-section capacitor energy storage	58

Енергетичні системи та установки

КОЦАР О.В., РАСЬКО Ю.О. Формування інформаційного забезпечення завдань керування виробітком та відпуском електроенергії теплоелектроцентраллю в умовах функціонування лібералізованого ринку електричної енергії	67
ЧЕРНЕНКО П.О., СИЧОВА В.В. Удосконалення алгоритму визначення впливу температури повітря на сумарне електричне навантаження енергосистеми для підвищення точності короткострокового прогнозування.....	77

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

КАРАСИНСЬКИЙ О.Л., ТЕСИК Ю.Ф. Корекція похибок у приладах вимірювання параметрів електричної енергії	84
ДО 85-РІЧЧЯ академіка НАН України Б.С. СТОГНІЯ	91

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

SHYDLOVSKA N.A., ZAKHARCHENKO S.M. Discrete nonlinear-probabilistic model of the equivalent electrical resistance of a layer of metal granules 3

LANKIN Yu.N., SOLOVIEV V.G., ROMANOVA I.Y. Modeling of the anisotropy of the specific electrical conductivity of biological tissue arising at local compression by bipolar welding electrodes 13

VOZHAKOV R., KYRYLENKO V. The influence of extraneous sources of thermal energy on thermal stability and breakdown voltage of electrical insulation during its thermal breakdown 20

MAKARCHUK O., CALUS D., MOROZ V. Mathematical model to calculated the trajectories of electromagnetic mill operating elements 26

Conversion of electric energy parameters

LYPKIVSKYI K.O., MOZHAROVSKYI A.G. Improvement of a multilevel rectifier as part of a booster channel of a dc power supply system by decomposition of its elements 35

VOLKOV I.V., PODOLNY S.V. Energy characteristics of the resonant type converter with metered energy transmission 42

Electromechanical energy conversion

VASKOVSKY Yu.M., GERASKIN O.A. Influence of regime and operational factors on the damper system of the salient-pole synchronous machine rotor 47

BOLYUKH V.F. Excitation of a pulse electromechanical converter of electrodynamic type from a two-section capacitor energy storage 58

Electric power systems and installations

KOTSAR O., RASKO I. Formation of the informational supporting for management of power generation and delivery on the cogeneration power plant in the liberalized electricity market 67

CHERNENKO P.O., SYCHOVA V.V. Improving the algorithm for determining the effect of air temperature on the overall electrical load of the power system to improve the accuracy of short-term forecasting 77

Information-measuring systems in power engineering

KARASINSKIY O.L., TESYK Yu.F. Correction of errors in instruments of measuring electric power parameters 84

TO THE 85TH ANNIVERSARY of Member of NAS of Ukraine B.S. STOHNII 91

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

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 2 від 18.02.2021 р. Включено до Переліку наукових фахових видань України 24.05.2018, категорія «А».
Підписано до друку 04.03.2021. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 11,3. Тираж 200 прим.
Зам. 7. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

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

ДИСКРЕТНА НЕЛІНІЙНО-ІМОВІРНІСНА МОДЕЛЬ ЕКВІВАЛЕНТНОГО ЕЛЕКТРИЧНОГО ОПОРУ ШАРУ МЕТАЛЕВИХ ГРАНУЛ

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

Наведено дві стратегії побудови нелінійно-імовірнісних моделей еквівалентного електричного опору шару металевих гранул під час їх іскро- та плазмоерозійного оброблення та алгоритми їх реалізації. Описано методику урахування параметричних властивостей таких навантажень в їх нелінійних і нелінійно-імовірнісних моделях. На основі даних прямих експериментів отримано розподіли еквівалентного електричного опору шару гранул алюмінію у водопровідній воді для одинадцяти фіксованих значень розрядного струму у ньому як на передньому, так і на задньому фронтах його імпульсів. Описано особливості цих розподілів для різних фронтів імпульсів розрядного струму. Доведено, що отримані розподіли можуть бути адекватно описані нормальним законом. Параметри нормального закону для кожного отриманого в результаті прямих експериментів розподілу знайдено методом моментів. Створено нелінійно-імовірнісну модель еквівалентного електричного опору шару гранул алюмінію у водопровідній воді з урахуванням основного гістерезису залежності опору від струму. Показано, що за великих значеннях розрядних струмів нелінійно-імовірнісна модель еквівалентного електричного опору шарів гранул металів має тенденцію до виродження у нелінійну модель. Бібл. 27, рис. 4, табл. 1.
Ключові слова: розподіл опору, іскроерозійне навантаження, розрядний струм, нелінійно-імовірнісна модель.

Вступ та постановка задачі досліджень. Стохастичні зміни еквівалентного електричного опору занурених у робочі рідини шарів металевих гранул (ШМГ) [1, 2] є основною причиною нестабільності параметрів розрядних імпульсів у процесах їх іскро- та плазмоерозійної обробки [3–5]. Вони викликані великою кількістю можливих варіантів як одночасного, так і послідовного виникнення, еволюції, міграції і згасання плазмових каналів між поверхнями сусідніх гранул у їх шарі, до складу якого зазвичай входить від кількох сотень до десятків тисяч штук [5]. Це, в свою чергу, призводить до розширення діапазонів розкиду розмірів отриманих таким чином іскро- та плазмоерозійних частинок металів і сплавів [6], що у переважній більшості випадків знижує якість продукції технологічних процесів отримання порошків металів [7] і багатокомпонентних сплавів, в тому числі з магнітною пам'яттю форми [8], з аморфною [9] та аморфно-кристалічною структурою [10] та з іншими спеціальними властивостями [11, 12], гідрозолей біологічно активних металів [13], а також очищення і знезараження природних та стічних вод [14, 15].

Електричні параметри (активний опір, ємність та індуктивність) елементів схеми заміщення ШМГ у робочій рідині з плазмовими каналами між їх поверхнями [16] проявляють не тільки стохастичні [1–4], але і нелінійні [17–19] та параметричні [20] властивості. Дотепер під час побудові стохастичних моделей еквівалентного електричного опору таких середовищ приймалися наступні спрощення: 1) опір вважався виключно активним, 2) вважалось, що протягом тривалості кожного розрядного імпульсу значення опору середовища залишалось постійним і змінювалось скачкоподібно під час проходження наступних імпульсів розрядного струму. В роботах [2–4] без наведення результатів експериментів як постулат приймалося, що розподіл значень постійного протягом тривалості одного імпульсу опору середовища від імпульсу до імпульсу розрядного струму є рівномірним. У [1] в результаті аналізу отриманих в ході прямих експериментів синхронних осцилограм розрядного струму $i(t)$ та напруги $u(t)$ на ШМГ алюмінію, які занурено у воду, показано, що розподіл від імпульсу до імпульсу середніх за час їхньої тривалості τ значень еквівалентного

електричного опору середовища $\bar{R} = \int_0^{\tau} u(t) \cdot i(t) dt / \int_0^{\tau} i^2(t) dt$ в однакових умовах може бути описано

нормальним законом з імовірністю помилки другого роду всього 0,06.

Стохастичні моделі постійного протягом тривалості всього розрядного імпульсу еквівалентного опору таких середовищ [2–4] дають змогу розраховувати розподіли ймовірностей параметрів імпульсів лише у момент його завершення. Такий підхід, зокрема, дозволяє розраховувати енергію імпульсу, напругу на робочому конденсаторі та струм у індуктивних елементах схеми заміщення розрядного контуру генератора з іскро- та плазмоерозійним навантаженням на момент закінчення імпульсу [2–4]. Але задля коректного розрахунку розподілів миттєвих значень напруг і струмів в ній протягом всього перехідного процесу необхідно використання нелінійно- або параметрично-імовірнісних моделей такого навантаження. **Метою роботи** є створення дискретної нелінійно-імовірнісної моделі еквівалентного електричного опору ШМГ алюмінію у воді та знаходження значень її параметрів.

Стратегії і алгоритми побудови моделей. Серед усіх розроблених авторами стратегій побудови нелінійно-імовірнісних моделей еквівалентного електричного опору ШМГ і алгоритмів їх реалізації, на нашу думку, найбільш перспективними є дві наступні. *Перша стратегія* та алгоритм її реалізації: 1) за масивом знятих в однакових умовах синхронних осцилограм імпульсів напруги на ШМГ і струму в ньому визначення розподілів еквівалентного опору середовища для низки фіксованих значень розрядного струму як на передніх, так і на задніх фронтах його імпульсів; 2) для кожного такого розподілу знаходження значень його статистичних параметрів – математичного сподівання і дисперсії; 3) для кожного такого розподілу визначення аналітичної функції, яка за критеріями узгодженості (наприклад, за критерієм узгодженості Пірсона хі квадрат, надалі – критерієм Пірсона) адекватно описує розподіл отриманих результатів експериментів та знаходження значень параметрів цих функцій, які узгоджуються з отриманими у п. 2 статистичними параметрами; 4) визначення залежності параметрів функцій розподілу опору від струму як для передніх, так і для задніх фронтів його імпульсів; 5) апроксимація отриманих у п. 4 залежностей аналітичними функціями та знаходження оптимальних значень їхніх коефіцієнтів у досліджених діапазонах зміни розрядного струму.

Друга стратегія та алгоритм її реалізації полягає у наступному: 1) за масивом знятих в однакових умовах синхронних осцилограм імпульсів напруги на ШМГ і струму в ньому побудова сімей залежностей його еквівалентного електричного опору від струму, що протікає в ньому, окремо для передніх та задніх фронтів його імпульсів; 2) синтез аналітичних функцій, які за зміни значень їхніх коефіцієнтів здатні з достатньою точністю описувати кожну залежність із сімей, знятих в п. 1 для передніх і задніх фронтів імпульсів розрядного струму; 3) для кожної з гілок залежностей опору від струму для передніх і задніх фронтів його імпульсів знаходження оптимальних значень коефіцієнтів апроксимуючих функцій; 4) побудова розподілів значень коефіцієнтів, знайдених у п. 3; 5) визначення параметрів розподілів, побудованих у п. 4. Оскільки всі ці задачі не можуть бути вирішені в рамках однієї статті, то згідно з метою роботи, зупинимося лише на пунктах 1 – 4 першої стратегії.

Методика досліджень, обладнання і матеріали. Залежності статистичних параметрів еквівалентного електричного опору ШМГ алюмінію марки А7Е квазісферичної форми діаметром приблизно 4 мм від розрядного струму розраховувалися за знятими на лабораторній установці в ході прямих експериментів сім'ями синхронних осцилограм напруги на їхньому шарі і струму в ньому. ШМГ алюмінію у розрядній камері мав форму прямокутного паралелепіпеду довжиною (відстанню між електродами камери) 56 мм, шириною 22 мм і висотою 30 мм. Для виносу продуктів ерозії гранул і забезпечення квазіоднакових умов [5] диспергування протягом не менше 5 хвилин проток водопровідної води у їхньому шарі був направлений знизу догори і становив 6 мл/с. Такий проток забезпечував винос усіх продуктів ерозії гранул, але не створював такого гідродинамічного тиску на гранули, який міг би спричинити зростання нестабільності еквівалентного електричного опору їхнього шару.

До складу установки також входив тиристорний генератор імпульсів з ємнісним накопичувачем енергії, основними вузлами якого були: формувач постійної напруги на основі однофазного керованого випрямляча, зарядний і розрядний контури та система керування [1]. Задля максимально можливого розширення діапазону зміни розрядного струму в ході експериментів ємність накопичувача енергії була найбільшою [21], за якій можлива безаварійна робота розрядної камери з вертикальними електродами і розмірами активної зони 56×22×78 мм, та складала $C=200$ мкФ, а опорна напруга на виході формувача

постійної напруги була 300 В, що є близьким до максимально можливого значення для однофазного випрямляча мережі живлення 220 В з ємнісним фільтром.

Оскільки напруга заряду робочого конденсатора C залежить не тільки від напруги на виході формувача постійної напруги, від якого він заряджається і добротності зарядного контуру, а ще і від початкової напруги на ньому [22], то забезпечення нульових початкових умов на конденсаторі сприяє зменшенню нестабільності амплітуд розрядних імпульсів напруги на ШМГ і струму в ньому [6]. Для цього, а також з метою уникнення аварійних ситуацій, викликаних значним стохастичним збільшенням еквівалентного опору ШМГ, що спричиняє збільшення тривалості розрядних імпульсів більше тривалості паузи між ними [23], розрядну камеру було зашунтована резистором опором 3 Ом, потужністю 200 Вт, індуктивність якого не перевищувала 0,5 мкГн. Індуктивність вихідного кабелю генератора не перевищувала 2 мкГн.

Задля зменшення впливу на еквівалентний електричний опір ШМГ частоти повторення розрядних імпульсів [23] вона була вибрана мінімально можливою для усталеної роботи аналого-цифрового запам'ятовуючого осцилографа NAMEG HM 1507-3 та для забезпечення запам'ятовування у підключеному до нього комп'ютері не менше 20 прийнятних для подальшого оброблення синхронних осцилограм напруги на ШМГ і струму в ньому у квазіоднакових умовах [5]. Для вимірювання напруги використовувався дільник напруги 1:10 Nameg HZ52, а для вимірювання струму – високочастотний трансформатор струму з коефіцієнтом перетворення 312,5 А/В.

Результати досліджень та обговорення. Синхронізовані за початком імпульсу розрядного струму сім'ї 20-и осцилограм імпульсів напруги на ШМГ алюмінію і струму в ньому, зняті у квазіоднакових умовах, представлено на рис. 1, *a* і рис. 1, *б* відповідно. Високочастотні стохастичні флуктуації еквівалентного електричного опору ШМГ призводять до розкиду миттєвих значень струму (рис. 1, *б*) на рівні приблизно $\pm 25\%$ середнього значення поблизу піків імпульсів і приблизно $\pm 90\%$ середнього значення наприкінці задніх фронтів без урахування окремих вторинних мод, які з'являються після 60-ї мікросекунди. Оскільки розрядний контур не є ідеальним через паразитну індуктивність і опір з'єднувальних кабелів, то такі зміни еквівалентного опору ШМГ призводять до розкиду миттєвих значень напруги на ньому, які становлять приблизно $\pm 13\%$ середнього значення поблизу вершин імпульсів і приблизно $\pm 35\%$ середнього значення наприкінці задніх фронтів (рис. 1, *a*), навіть за нульових початкових умов заряду робочого конденсатора і стабілізації напруги на виході формувача постійної напруги з нестабільністю не більше $\pm 5\%$.

Для кожної пари оцифрованих синхронних осцилограм напруги на ШМГ $u(t)$ і струму в ньому $i(t)$ (рис. 1) його еквівалентний електричний опір в кожний дискретний момент часу t_j розраховували як відношення миттєвих значень напруги до струму $R(t_j) = u(t_j)/i(t_j)$. Строго кажучи, схема заміщення ШМГ, який занурено у робочу рідину, містить як активні, так і реактивні елементи, зокрема індуктивність гранул і плазмових каналів між ними та ємність об'ємів між гранулами, які вміщують як робочу рідину, так і плазмові канали [16]. Але, як показали розрахунки [16], у нашому випадку (занурений у воду ШМГ алюмінію діаметром 4 мм з розмірами 56×22×30 мм, тривалість розрядних імпульсів сотні мікросекунд) за відсутності режимів короткого замикання і холостого ходу реактивними елементами схеми заміщення можна знехтувати. Непрямим підтвердженням цього є незначний порівняно з тривалістю імпульсів зсув у часі між амплітудними значеннями синхронних осцилограм напруги на ШМГ і струму в ньому (рис. 1). Отже, для випадку, що розглядається, можна спрощено вважати еквівалентний електричний опір ШМГ виключно активним.

Задля побудови залежностей еквівалентного опору ШМГ від струму, що протікає в ньому, отримані в результаті оброблення кожної синхронної пари осцилограм $u(t)$ та $i(t)$ (рис. 1) масиви значень $R(t_j)$ потрібно відсортувати у відповідності до залежностей $i(t)$ [17]. Але для навантажень, які мають параметричні властивості [20] або опір яких має високочастотні флуктуації [5], проведення такої операції має особливості. Значення опору навантаження, яке має параметричні властивості, за одних і тих самих значеннях розрядного струму на передньому і задньому фронтах його імпульсів будуть різними [17–19]. У випадку іскро- та плазмоерозійних навантажень це зумовлено різними умовами існування плазмових каналів між поверхнями сусідніх металевих гранул на передньому і задньому фронтах імпульсів розрядного струму: ступенем ерозії їхньої поверхні, іонізації плазмових каналів, а також їх розмірами, швидкостями і напрямками змінення, температурою, тиском в них, тощо [5, 11]. Класичні нелінійні моделі не в змозі відтворити ці особливості. Задля їхнього урахування необхідно розглядати окремо передній і задній фронти імпульсів розрядних струмів та

проводити всі операції незалежно для кожного з них [17–19], а потім «зшивати» дві нелінійні моделі у точці найбільшого значення розрядного струму. Таким чином отримана залежність $R(i)$ буде мати дві гілки, які відтворюють основний гістерезис.

Але такий підхід не дозволяє в повній мірі враховувати високочастотні флуктуації опору навантаження, які можуть спричинити виникнення локальних гістерезисів залежності $R(i)$ та суттєво утруднюють її аналіз. З метою полегшення сприйняття і аналізу таких залежностей $R(i)$ необхідно для кожного фронту імпульсу розрядного струму відсортувати пов'язані з ним за моментом часу значення опору по зростанню значень струму на його передньому фронті і по зменшенню його значень на задньому. Реалізацію цієї методики під час побудови залежності $R(i)$ за результатами оброблення однієї з наведених на рис. 1 синхронних пар осцилограм $u(t)$ та $i(t)$ наведено на рис. 2. Цифрою «1» на рис. 2 позначена гілка залежності $R(i)$, яка відповідає передньому фронту залежності $i(t)$, а цифрою «2» – задньому. Сортування за цією методикою дозволило трансформувати локальні гістерезиси графіку $R(i)$ у пилкоподібні флуктуації, що значно спрощує аналіз залежності рис. 2.

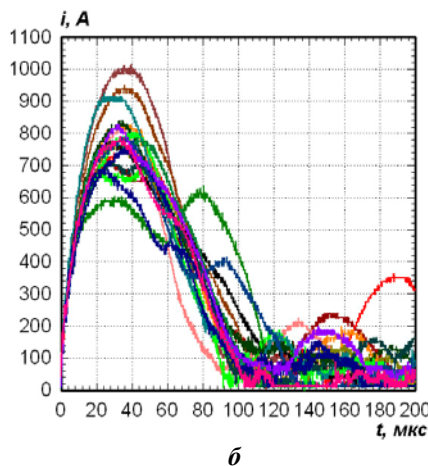
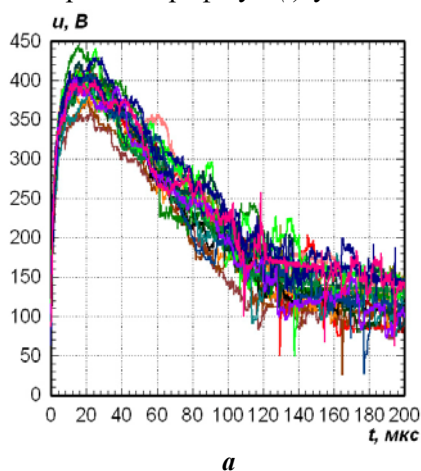


Рис. 1

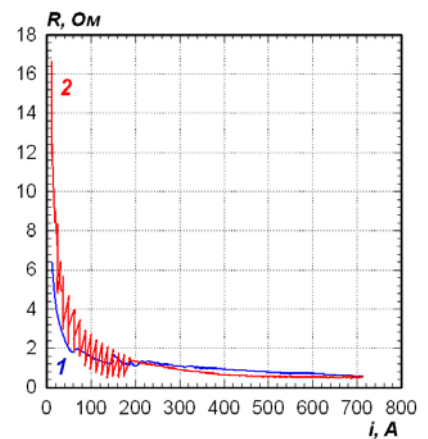


Рис. 2

За малих (до 60 А) значеннях розрядного струму еквівалентний опір ШМГ на передньому фронті імпульсу розрядного струму дещо менший, ніж на задньому, а за значеннях струму більше 220 А – навпаки (рис. 2). Ймовірно, це зумовлено тим, що на початку переднього фронту імпульсу розрядного струму ступінь ерозії ділянок поверхні гранул поблизу плазмових каналів і довжина плазмових каналів найменші. За високих значеннях розрядних струмів на задньому фронті ступінь іонізації і площа поперечного перерізу плазмових каналів більші, ніж за тих же значеннях розрядного струму на його передньому фронті. За малих значеннях розрядного струму на його задньому фронті довжина плазмових каналів найбільша, а ступінь їхньої іонізації падає.

За малих значеннях розрядного струму гілка залежності $R(i)$, яка відповідає передньому фронту імпульсу струму, менше спотворена високочастотними флуктуаціями, ніж гілка, яка відповідає задньому фронту. Це пояснюється суттєвою перевагою процесів утворення і розвитку плазмових каналів над процесами їхньої стагнації і зникнення на передньому фронті імпульсу струму. На задньому фронті імпульсу струму за малих його значеннях – навпаки процеси стагнації і зникнення плазмових каналів переважають над процесами їхнього утворення і розвитку [20], що зумовлює пилкоподібні флуктуації гілки залежності $R(i)$, яка відповідає задньому фронту імпульсу струму. Вони відображають посилення міграції плазмових каналів по поверхні гранул внаслідок погіршення умов їхнього існування через ерозію гранул і зниження енергії, яка підводиться від генератора імпульсів.

Аналогічні залежності $R(i)$ було отримано в результаті оброблення всіх пар синхронних осцилограм $u(t)$ та $i(t)$ рис. 1, але за браком місця вони тут не наводяться. Згідно з описаною вище стратегією побудови моделей, для кожного з 11-и фіксованих значень розрядного струму i як на передніх, так і на задніх фронтах його імпульсів з використанням всіх n отриманих залежностей $R(i)$ було визначено масиви значень еквівалентного опору ШМГ R_j . Діапазони зміни опору $\Delta R = R_{\max} - R_{\min}$ для кожного масиву R_j з n елементів згідно рекомендацій [24] було розбито на $N=5$ рівних інтервалів, підраховано кількість значень опору n_{j0} , яка спостерігалася в середині кожного (j -

го) інтервалу їхнього розподілу, отримано розподіли значень опору та побудовано гістограми цих розподілів. На рис. 3 наведено гістограму одного з цих розподілів опору R , отриманого за значення розрядного струму $i = 100$ А на передніх фронтах його імпульсів. Гістограми розподілів R , побудовані за інших значень струму, за браком місця тут не наводяться.

Значення математичного сподівання $M[R]$, дисперсії $D[R]$ та коефіцієнта варіації $\nu[R]$ розподілів еквівалентного опору ШМГ алюмінію у водопровідній воді для кожного з 11-ти значень розрядного струму i як на передньому (ПФ), так і на задньому (ЗФ) фронтах його імпульсів розраховано за формулами математичної статистики $M[R] = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n R_j$, $D[R] = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (R_j - M[R])^2$ та $\nu[R] = \sqrt{D[R]} / M[R]$ та наведено у таблиці.

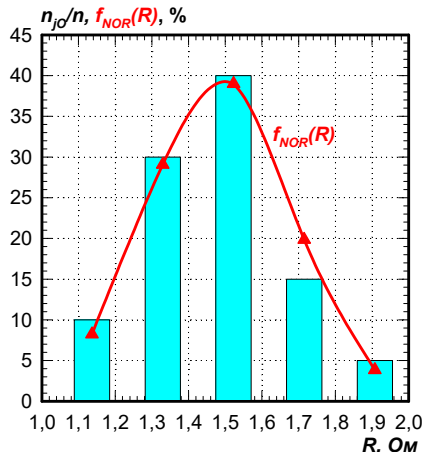


Рис. 3

Згідно із вибраною стратегією побудови математичної моделі, отримані в результаті прямих експериментів розподіли еквівалентного електричного опору ШМГ алюмінію були апроксимовані аналітичними функціями. Під час вибору виду теоретичного розподілу було враховано загальний вигляд отриманих у ході експериментів розподілів, значення їхніх коефіцієнтів варіації та найбільш характерні випадки застосування теоретичних розподілів. За сукупністю цих даних згідно з рекомендаціями, наведеними в [25–27], як основну гіпотезу було обрано нормальний закон розподілу, щільність імовірності якого задається

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

Теоретичний розподіл (1) задано на інтервалі $R \in (-\infty; +\infty)$, у той час як отримані у ході експериментів розподіли задано на значно менших інтервалах (дивись таблицю). Тому задля забезпечення значення 100% функцій розподілів в реальних інтервалах зміни їхніх аргументів, щільності імовірності теоретичного розподілу (1) для кожного значення струму необхідно домножити на поправочні коефіцієнти:

$k = 100\% \int_{R_{min}}^{R_{max}} f_{NOR}(R) dR$. Значення поправочних коефіцієнтів k всіх розглянутих розподілів наведено у таблиці.

i, A	$M[R], Ом$		$D[R], Ом^2$		$k, \%$		$\nu[R]$		$\Delta R, Ом$		$\chi_N^2, Ом$		$p\text{-value}$	
	ПФ	ЗФ	ПФ	ЗФ	ПФ	ЗФ	ПФ	ЗФ	ПФ	ЗФ	ПФ	ЗФ	ПФ	ЗФ
12,5	6,633	14,172	1,528	8,196	107,84	42,157	0,1864	0,2020	4,1600	11,200	4,3919	2,0937	0,3556	0,7185
62,5	1,809	3,208	0,0776	0,4234	402,89	182,21	0,1540	0,2028	1,1520	2,6240	2,8226	1,3432	0,5879	0,8540
100	1,484	2,111	0,0385	0,1364	512,04	323,29	0,1321	0,1749	0,9638	1,4800	0,3910	0,9808	0,9832	0,9127
200	1,195	1,145	0,0118	0,0250	1172,2	830,05	0,0909	0,1379	0,4000	0,5600	2,5745	2,7904	0,6314	0,5935
300	1,058	0,831	4,76E-3	0,0138	1627,4	958,50	0,0652	0,1412	0,2875	0,5067	8,1511	0,9667	0,0862	0,9148
400	0,886	0,662	2,92E-3	6,85E-3	2296,0	1289,0	0,0610	0,1251	0,1975	0,3800	6,3618	2,2752	0,1737	0,6853
500	0,749	0,568	2,15E-3	5,49E-3	2434,3	1647,1	0,0619	0,1304	0,2000	0,2880	1,0485	3,0497	0,9023	0,5495
600	0,645	0,512	1,37E-3	3,06E-3	3313,5	1933,3	0,0573	0,1081	0,1400	0,2533	8,9256	0,1944	0,0630	0,9956
700	0,549	0,482	1,11E-3	3,93E-3	3452,0	1826,0	0,0606	0,1302	0,1396	0,2658	2,1115	3,2395	0,7153	0,5186
800	0,463	0,441	7,00E-4	1,68E-3	4201,6	2964,2	0,0571	0,0929	0,1148	0,1556	1,4040	5,6509	0,8435	0,2268
900	0,413	0,387	3,86E-4	2,29E-3	7700,4	3397,3	0,0476	0,1237	0,0545	0,1123	4,9961	8,6838	0,2420	0,0695

У процесі побудови графіків теоретичного розподілу (1) значення його параметрів для всіх отриманих у ході експериментів розподілів визначалися методом моментів [26], тобто за формулами математичної статистики. Суцільною кривою $f_{NOR}(R)$, дискретні значення якої у центрах інтервалів розподілу опору позначено трикутниками з вершиною вгору, на рис. 3 показано теоретичний розподіл (1), значення параметрів якого наведено у таблиці для розрядного струму $i = 100$ А на передніх фронтах його імпульсів. Як видно з рис. 3, теоретичний та отриманий у ході експериментів розподіли

у цьому конкретному випадку демонструють гарний збіг.

Перевірка узгодженості теоретичних розподілів (1) при підстановці наведених у таблиці значень параметрів з розподілами, які отримано в ході експериментів, здійснювалася за класичним критерієм Пірсона. Згідно з ним для кожного отриманого в ході експериментів розподілу і варіанту його опису теоретичним законом розраховувалася величина

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

де n_{jE} – кількість значень опору, яка очікується у j -ому інтервалі їхнього розподілу, виходячи із передбачуваного теоретичного закону розподілу.

Отримані за (2) значення для всіх розглянутих розподілів наведено у таблиці. Рівень значимості похибки першого роду згідно з рекомендаціями [25] було вибрано $s=0,05$. Число ступенів свободи розподілу хі квадрат $L = N - 1$, тобто в нашому випадку $L = 5 - 1 = 4$. Згідно з критерієм Пірсона значення критичної точки розподілу хі квадрат χ_{kp}^2 розраховувалося за допомогою вбудованої функції *Xu2Обр*($s; L$) русифікованого програмного пакета Excel 2003, і для $s=0,05$ та $L=4$ воно становить приблизно 9,488. Як видно з таблиці, у жодному випадку значення (2) не перевищують 9,488, тобто з рівнем значимості похибки першого роду 5% гіпотеза щодо нормального розподілу не відхиляється в жодному із випадків.

Якість апроксимації отриманих на практиці розподілів теоретичним розподілом (1) оцінювалася рівнем значимості нульової гіпотези p -value для кожного значення χ_N^2 , отриманого за порівнянням теоретичних розподілів з практичними результатами. Його розрахунок здійснювався за допомогою вбудованої функції *Xu2Pacn*($\chi_N^2; L$) русифікованого програмного пакета Excel 2003. Отримані значення наведено у таблиці. Чим більше значення p -value, тим точніше апроксимація теоретичним розподілом отриманих на практиці результатів. В ідеальному випадку воно прямує до 1. У більшості випадків представлені у таблиці рівні значимості нульової гіпотези p -value високі, тому альтернативні гіпотези щодо інших видів теоретичних розподілів не розглядалися. Задля коректного порівняння якості апроксимації отриманих на практиці розподілів різними теоретичними розподілами необхідна значно більша кількість елементів R_j в кожному масиві, тому тут ця задача не ставилася.

Побудовані за (1) із наведеними у таблиці значеннями параметрів теоретичні розподіли щільності імовірності значень еквівалентного опору ШМГ алюмінію $f_{NOR}(R, i)$ для кожного вказаного у таблиці значення розрядного струму на передніх і задніх фронтах його імпульсів показано на рис. 4, а та б відповідно.

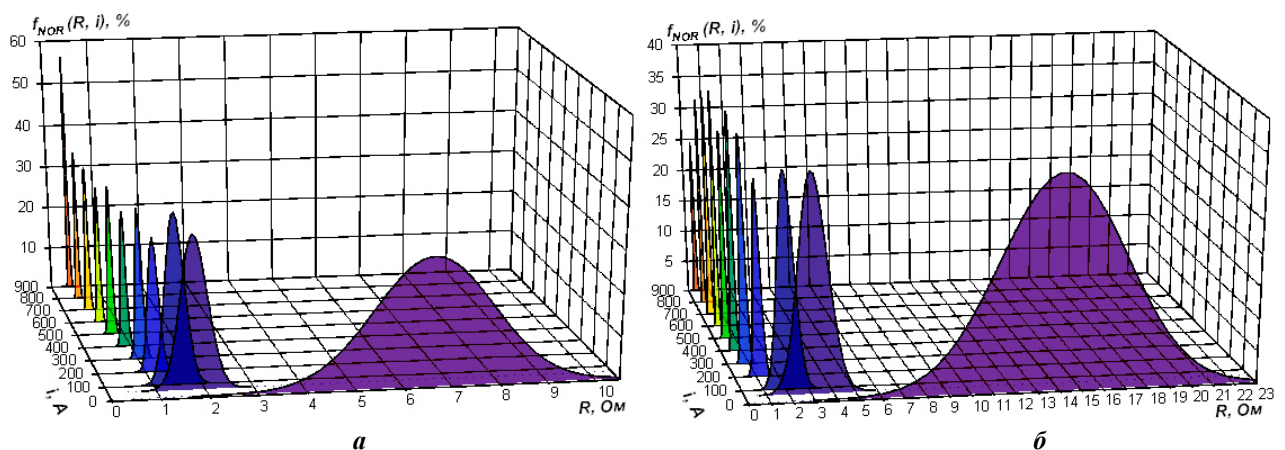


Рис. 4

Як видно з рис. 4, значення математичних сподівань (у даному випадку центрів розподілів) опору ШМГ як для передніх, так і для задніх фронтів імпульсів розрядного струму швидко зменшуються у разі підвищення значень струму від 12,5 до 62,5 А. Під час подальшого збільшення значень струму ця тенденція істотно уповільнюється і за значень струму вище 800 А прямує до

насичення. Така поведінка залежності математичних сподівань розподілів опору навантаження від значень розрядного струму повністю узгоджується із відомими детермінованими нелінійними моделями еквівалентного опору гранульованих струмопровідних середовищ [17–19].

За збільшення значень струму ширина розподілів опору знятих як на передніх, так і задніх фронтах імпульсів істотно зменшується, а висота їхніх піків має слабо виражену тенденцію до збільшення для передніх фронтів імпульсів струму (рис. 4, *a*). У розподілах опору, знятих на задніх фронтах імпульсів струму, ця тенденція майже не спостерігається (рис. 4, *б*). За максимальних значень струму піки розподілів майже вироджуються у лінії, що свідчить про тенденцію виродження імовірнісної моделі у детерміновану. Ці два явища свідчать про те, що детермінована нелінійна модель еквівалентного електричного опору ШМГ у робочій рідині є окремим випадком його нелінійно-імовірнісної моделі.

Порівнюючи розподіли значень опору, зняті на передніх фронтах імпульсів розрядних струмів (рис. 4, *a*) з аналогічними розподілами, знятими на їхніх задніх фронтах (рис. 4, *б*), бачимо, що ширина розподілів, знятих на задніх фронтах приблизно в 2 рази більша, ніж знятих на передніх. Це узгоджується з графіком рис. 2 і викладеним вище аналізом причин таких явищ.

Висновки. 1. Запропоновано дві стратегії побудови нелінійно-імовірнісних моделей еквівалентного електричного опору ШМГ під час їхнього іско- та плазмоерозійного оброблення та алгоритми їхньої реалізації. У відповідності до однієї з них створено таку модель для ШМГ алюмінію у водопровідній воді.

2. Обґрунтовано необхідність та достатність урахування одного основного гістерезису залежності еквівалентного електричного опору іско- та плазмоерозійного навантаження від імпульсного струму, що протікає в ньому (з урахуванням його переднього і заднього фронтів) для побудови його нелінійно-імовірнісної моделі. Розроблено методику трансформації локальних гістерезисів залежності опору іскоерозійного навантаження від струму у її флуктуації без втрати необхідної інформації, що значно полегшує аналіз таких залежностей і створення їхніх моделей.

3. З використанням критерію Пірсона доведено, що отримані в результаті прямих експериментів розподіли еквівалентного електричного опору ШМГ алюмінію у водопровідній воді для кожного фіксованого значення розрядного струму в ньому як на передніх, так і задніх фронтах його імпульсів, узгоджуються з нормальним розподілом, параметри якого в кожному конкретному випадку знайдено методом моментів.

4. Збільшення значень струму призводить до зменшення ширини і збільшення висоти піків розподілів еквівалентного опору навантаження. За максимальних значень струму піки розподілів майже вироджуються у лінії, що свідчить про тенденцію виродження імовірнісної моделі у детерміновану. Детермінована нелінійна модель еквівалентного електричного опору ШМГ у робочій рідині є окремим випадком його нелінійно-імовірнісної моделі.

5. Флуктуації еквівалентного опору іскоерозійного навантаження на задніх фронтах імпульсів розрядного струму значно більші, ніж на передніх, що пояснюється погіршенням умов існування плазмових каналів на задніх фронтах в наслідок ерозії поверхні гранул і зменшення енергії, яка підводиться від генератора. У розробленій нелінійно-імовірнісній моделі це враховується різними значеннями параметрів розподілів на передньому та задньому фронтах імпульсів розрядного струму.

Роботу виконано за рахунок бюджетної теми «Розроблення теорії та принципів побудови енергоефективних перетворювальних пристроїв стабілізації та регулювання параметрів електромагнітної енергії для систем живлення сучасних електротехнологічних комплексів» (шифр «Сігма-Ш4»). Державний реєстраційний номер 0117U000291, КПКБК 6541030.

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

2. Ivashchenko D.S., Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Analyzing Probabilistic Properties of Electrical Characteristics in the Circuits Containing Stochastic Load. *Proc. IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems IEPS-2016*. Kyiv, Ukraine, June 7–11, 2016. Pp. 45–48.
DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521887>

3. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Ivashchenko D.S. Probabilistic Properties of Electrical Characteristics of Capacitor Charge Circuit with Stochastic Active Resistance. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 6. С. 14–17.
DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.014>

4. Супруновская Н.И. Стохастические переходные процессы в цепях формирователя разрядных импульсов, работающего на электроискровую нагрузку. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 5. С. 10–16. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.010>
5. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П. Фізичні передумови побудови математичних моделей електричного опору плазмоерозійних навантажень. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 2. – С. 5–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.02.005>
6. Щерба А.А., Захарченко С.М., Супруновська Н.І., Шевченко Н.І., Монастирський Г.Є., Перетятко Ю.В., Петрученко О.В. Стабілізація режимів електротехнологічних систем для отримання іскроерозійних мікро- та нанопорошків. *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск Силова електроніка та енергоефективність*. 2006. Ч. 1. С. 120–123.
7. Liu Y., Zhu K., Li X., Lin F., Li Y. Analysis of multi-scale Ni particles generated by ultrasonic aided electrical discharge erosion in pure water. *Advanced Powder Technology*. 2018. Vol. 29. Issue 4. Pp. 863–873. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apt.2018.01.003>
8. Perekos A.E., Chernenko V.A., Bunayev S.A., Zalutskiy V.P., Ruzhitskaya T.V., Boitsov O.F., Kakazei G.N. Structure and Magnetic Properties of Highly Dispersed Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark-Erosion. *Journal of Applied Physics*. 2012. Vol. 112. Pp. 093909-1 – 093909-7. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4764017>
9. Berkowitz A.E., Hansen M.F., Parker F.T., Vecchio K.S., Spada F.E., Lavernia E.J., Rodriguez R. Amorphous soft magnetic particles produced by spark erosion. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2003. Vol. 254–255. Pp. 1–6. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0304-8853\(02\)00932-0](https://doi.org/10.1016/S0304-8853(02)00932-0)
10. Hong J.I., Parker F.T., Solomon V.C., Madras P., Smith D.J., Berkowitz A.E. Fabrication of spherical particles with mixed amorphous/crystalline nanostructured cores and insulating oxide shells. *J. Mater. Res.* 2008. Vol. 23. Issue 06. Pp. 1758–1763. DOI: <https://doi.org/10.1557/JMR.2008.0199>
11. Berkowitz A.E., Walter J.L. Spark Erosion: A Method for Producing Rapidly Quenched Fine Powders. *Journal of Materials Research*. 1987. No 2. Pp. 277–288.
12. Надутов В.М., Перекос А.Е., Кокорин В.В., Коноплюк С.М., Ефимова Т.В., Залуцкий В.П. Влияние электроискрового диспергирования на магнитные и электротранспортные свойства сплава Гейслера *Cu-Mn-Al*. *Металлофизика и новейшие технологии*. 2014. Т. 36. № 12. С. 1679–1694.
13. Щерба А.А., Захарченко С.Н., Лопатько К.Г., Афтандиянц Е.Г. Применение объемного электроискрового диспергирования для получения седиментационно устойчивых гидрозолей биологически активных металлов. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2009. Вип. 22. С. 74–79.
14. Danilenko N.B., Savelev G.G., Yavorovskii N.A., Khaskelberg M.B., Yurmazova T.A., Shamanskii V.V. Water purification to remove As(V) by electropulse treatment of an active metallic charge. *Russian Journal of Applied Chemistry*. 2005. Vol. 78. No 10. Pp. 1631–1635.
15. Kornev Ia., Saprykin F., Lobanova G., Ushakov V., Preis S. Spark erosion in a metal spheres bed: Experimental study of the discharge stability and energy efficiency. *Journal of Electrostatics*. 2018. Vol. 96. Pp. 111–118. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.elstat.2018.10.008>
16. Захарченко С.Н. Физическая модель гранулированной токопроводящей среды. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 6. С. 19–26.
17. Шидловская Н.А., Захарченко С.Н., Черкасский А.П. Нелинейно-параметрическая модель электрического сопротивления гранулированных токопроводящих сред для широкого диапазона изменений приложенного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 6. С. 3–17.
18. Супруновская Н.И. Особенности параметрического синтеза цепи разряда конденсатора на электроискровую нагрузку нелинейным сопротивлением. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 4. С. 20–22.
19. Щерба А.А., Супруновская Н.И., Иващенко Д.С. Моделирование нелинейного сопротивления электроискровой нагрузки с учетом его изменения при протекании и отсутствии разрядного тока в нагрузке. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 5. С. 23–25.
20. Шидловська Н.А., Захарченко С.М., Черкаський О.П. Параметрична модель опору плазмоерозійного навантаження, адекватна в широкому діапазоні змін прикладеної напруги. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 3–12. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.03.003>
21. Шидловская Н.А., Захарченко С.Н., Черкасский А.П. Анализ электромагнитных процессов в выходной цепи генератора разрядных импульсов с нелинейной моделью плазмозероизионной нагрузки при изменении их параметров в широких диапазонах. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 1. С. 87–95. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.087>
22. Шидловский А.К., Щерба А.А., Супруновская Н.И. Энергетические процессы в электроимпульсных установках с емкостными накопителями энергии. К.: Интерконтиненталь-Украина, 2009. 208 с.
23. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Suprunovskaya N.I., Shevchenko N.I. The influence of repetition rate of discharge pulses on electrical resistance of current-conducting granular layer during its electric-spark treatment. *Технічна електродинаміка*. 2006. № 2. С. 10–14.
24. Езепов Д. Критерий согласия Пирсона (Хи-квадрат). [URL: <https://statanaliz.info/statistica/proverka-gipotez/kriterij-soglasiya-pirsona-khi-kvadrat/>] (Дата звернення 13.05.2020).

25. Кремер Н.Ш. Теория вероятностей и математическая статистика. Москва: Юнити–Дана, 2004. 573 с.
 26. Вентцель Е.С. Теория вероятностей. Москва: Наука, 1969. 576 с.
 27. Бережная Е.В., Бережной В.И. Математические методы моделирования экономических систем: Москва: Финансы и статистика, 2006. 432 с.

DISCRETE NONLINEAR-PROBABILISTIC MODEL OF THE EQUIVALENT ELECTRICAL RESISTANCE OF A LAYER OF METAL GRANULES

N.A. Shydlovska, S.M. Zakharchenko
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.
E-mail: shydlovska@ied.org.ua, snzakhar@ukr.net

Two strategies for constructing nonlinear-probabilistic models of the equivalent electrical resistance of a layer of metal granules at their spark-erosion and plasma-erosion treatment and algorithms for their implementation are presented. A method for taking into account the parametric properties of such loads in their nonlinear and nonlinear-probabilistic models is described. Based on the data of direct experiments, the distributions of the electrical resistance of a layer of aluminum granules in tap water were obtained for eleven fixed values of the discharge current in it for both the leading and trailing edges of its pulses. The features of these distributions are described for different edges of the discharge current pulses. It has been proved that the obtained distributions can be adequately described by the normal law. The parameters of the normal law for each distribution obtained as a result of direct experiments are founded by the method of moments. A nonlinear-probabilistic model of the equivalent electrical resistance of a layer of aluminum granules in tap water is created, taking into account the main hysteresis of the dependence of resistance on current. It is shown that at large values of discharge currents, the nonlinear-probabilistic model of the equivalent electrical resistance of the layers of metal granules tends to degenerate into a nonlinear model. References 27, figures 4, table 1.

Keywords: resistance distribution, spark-erosion load, discharge current, nonlinear-probabilistic model.

1. Zakharchenko S.M. Statistical Research of Equivalent Electric Resistance of the Heterogeneous Current-carrying Medium at its Electroerosive Processing on an Example of Granules of Aluminum in Water. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho hirnychoho universytetu*. 2013. No 1 (133). Pp. 62–67. (Ukr)
2. Ivashchenko D.S., Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Analyzing Probabilistic Properties of Electrical Characteristics in the Circuits Containing Stochastic Load. *Proc. IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems IEPS-2016*. Kyiv, Ukraine, June 7–11, 2016. Pp. 45-48.
DOI: <https://doi.org/10.1109/IEPS.2016.7521887>
3. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Ivashchenko D.S. Probabilistic Properties of Electrical Characteristics of Capacitor Charge Circuit with Stochastic Active Resistance. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 6. Pp. 14–17.
DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2018.06.014>
4. Suprunovska N.I. Stochastic Transition Processes in the Circuit of the Discharge Pulses Shaper, Operating for Electric Spark Load. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 10–16. (Rus)
DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2019.05.010>
5. Shydlovska N.A., Zakharchenko S.M., Cherkaskyi O.P. Physical Prerequisites of Construction of Mathematical Models of Electric Resistance of Plasma-erosive Loads. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 2. Pp. 5–12. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2017.02.005>
6. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Suprunovskaya N.I., Shevchenko N.I., Monastirskiy G.E., Peretyatko Yu.V., Petruchenko O.V. Stabilization of modes of electrotechnological systems of obtaining spark-eroded micro and nano powders. *Tekhnichna Elektrodynamika. Tematichnyi vypusk Silova elektronika ta energoefektivnist*. 2006. Vol. 1. Pp. 120-123. (Ukr).
7. Liu Y., Zhu K., Li X., Lin F., Li Y. Analysis of multi-scale Ni particles generated by ultrasonic aided electrical discharge erosion in pure water. *Advanced Powder Technology*. 2018. Vol. 29. Issue 4. Pp. 863–873.
DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apt.2018.01.003>
8. Perekos A.E., Chernenko V.A., Bunayev S.A., Zalutskiy V.P., Ruzhitskaya T.V., Boitsov O.F., Kakazei G.N. Structure and Magnetic Properties of Highly Dispersed Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark-Erosion. *Journal of Applied Physics*. 2012. Vol. 112. Pp. 093909-1 – 093909-7. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.4764017>
9. Berkowitz A.E., Hansen M.F., Parker F.T., Vecchio K.S., Spada F.E., Lavernia E.J., Rodriguez R. Amorphous soft magnetic particles produced by spark erosion. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. 2003. Vol. 254–255. Pp. 1–6. DOI: [https://doi.org/10.1016/S0304-8853\(02\)00932-0](https://doi.org/10.1016/S0304-8853(02)00932-0)
10. Hong J.I., Parker F.T., Solomon V.C., Madras P., Smith D.J., Berkowitz A.E. Fabrication of spherical particles with mixed amorphous/crystalline nanostructured cores and insulating oxide shells. *J. Mater. Res*. 2008. Vol. 23. Issue 06. Pp. 1758–1763. DOI: <https://doi.org/10.1557/JMR.2008.0199>

11. Berkowitz A.E., Walter J.L. Spark Erosion: A Method for Producing Rapidly Quenched Fine Powders. *Journal of Materials Research*. 1987. No 2. Pp. 277–288.
12. Nadutov V.M., Perekos A.O., Kokorin V.V., Konoplyuk S.M., Efimova T.V., Zalutsky V.P. The effect of electrospark dispersion on the magnetic and electric transport properties of the Heusler alloy *Cu-Mn-Al*. *Metalo fizyka i Noveishie Tekhnologii*. 2014. Vol. 36. No 12. Pp. 1679–1694. (Rus)
13. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Lopatko K.G., Aftandilyants E.G. Application of volume electric spark dispersion for production steady to sedimentation hydrosols of biological active metals. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2009. Issue 22. Pp. 74–79. (Rus)
14. Danilenko N.B., Savelev G.G., Yavorovskii N.A., Khaskelberg M.B., Yurmazova T.A., Shamanskii V.V. Water purification to remove As(V) by electropulse treatment of an active metallic charge. *Russian Journal of Applied Chemistry*. 2005. Vol. 78. No 10. Pp. 1631–1635.
15. Kornev Ia., Saprykin F., Lobanova G., Ushakov V., Preis S. Spark erosion in a metal spheres bed: Experimental study of the discharge stability and energy efficiency. *Journal of Electrostatics*. 2018. Vol. 96. Pp. 111–118. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.elstat.2018.10.008>
16. Zakharchenko S.M. Physical Model of the Granulated Current-carrying Medium. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 6. Pp. 19–26. (Rus)
17. Shydlovskaya N.A., Zakharchenko S.N., Cherkasskyi A.P. Nonlinear-parametrical Model of Electrical Resistance of Current-Carrying Granulated Mediums for a Wide Range of Applied Voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 6. Pp. 3–17. (Rus)
18. Suprunovska N.I. Features of Parametric Synthesis of the Circuit of Capacitor Discharge on Electro-spark Load with Nonlinear Resistance. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 4. Pp. 20–22. (Rus)
19. Shcherba A.A., Suprunovskaya N.I., Ivashchenko D.S. Modeling of Nonlinear Resistance of Electro-Spark Load Taking into Account its Changes During Discharge Current Flowing in the Load at Zero Current in it. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 5. Pp. 23–25. (Rus)
20. Shydlovskaya N.A., Zakharchenko S.M., Cherkasskyi O.P. Parametric Model of Plasma-erosive Load, Adequate in the Wide Range of Change of Applied Voltage. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 3. Pp. 3–12. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2017.03.003>
21. Shydlovskaya N.A., Zakharchenko S.M., Cherkasskyi O.P. The Analysis of Electromagnetic Processes in Output Circuit of the Generator of Discharge Pulses with Non-linear Model of Plasma-erosive Load at Change Their Parameters in Wide Ranges. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 87–95. (Rus). DOI: <https://doi.org/10.15407/technd2016.01.087>
22. Shidlovskiy A.K., Shcherba A.A., Suprunovskaia N.I. Power processes in electrical pulse devices with capacitive energy storages. K.: Interkontinental-Ukraina, 2009. 208 p. (Rus).
23. Shcherba A.A., Zakharchenko S.N., Suprunovskaya N.I., Shevchenko N.I. The influence of repetition rate of discharge pulses on electrical resistance of current-conducting granular layer during its electric-spark treatment. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2006. No 2. Pp. 10–14.
24. Yezepov D. Pearson's consent criterion (Chi-square). URL: <https://statanaliz.info/statistica/proverka-gipotez/kriterij-soglasiya-pirsona-khi-kvadrat/> (accessed at 13.05.2020). (Rus)
25. Kremer N.Sh. Probability Theory and Mathematical Statistics. Moscow: Unity–Dana, 2004. 573 p. (Rus)
26. Ventzel E.S. Theory of Probability. Moscow: Nauka, 1969. 576 p. (Rus)
27. Berezhnaya E.V., Berezhnoy V.I. Mathematical Methods of Modeling Economic Systems: Moscow: Finance and Statistics, 2006. 432 p. (Rus)

Надійшла 07.09.2020
Остаточний варіант 17.12.2020

МОДЕЛЮВАННЯ АНІЗОТРОПІЇ ПИТОМОЇ ЕЛЕКТРОПРОВІДНОСТІ БІОЛОГІЧНОЇ ТКАНИНИ, ЯКА ВИНИКАЄ ЗА ЛОКАЛЬНОГО СТИСКАННЯ ЕЛЕКТРОДАМИ ДЛЯ БІПОЛЯРНОГО ЗВАРЮВАННЯ

Ю.М. Ланкін^{*}, докт.техн.наук, В.Г. Соловійов^{**}, канд.техн.наук, І.Ю. Романова^{***}, канд.техн.наук
Інститут електрозварювання ім. Є.О. Патона НАН України,
вул. Казимира Малевича, 11, Київ, 03150, Україна,
e-mail: lankin.y.n@gmail.com; hhsova@gmail.com; romanova@paton.kiev.ua

В сучасних публікаціях про біполярне зварювання використовують електричні характеристики нестиснутої біологічної тканини. Це знижує точність розрахунків розподілу струмів, які протікають, і напруженості електричних полів в зоні зварюваної тканини за її стискання. В роботі показано методику розрахунку зміни питомої електропровідності біологічної тканини у випадку локального стискання електродами та вплив цього фактора на результати моделювання електричних процесів біологічного зварювання. Запропоновано геометричну інтерпретацію зміни питомої електропровідності серцевого м'яза свині у разі стискання електродами для біполярного зварювання у відносних одиницях. Використано принцип подібності геометричних параметрів фізичного експерименту і графічної моделі COMSOL multiphysics, в результаті чого визначено залежності трьох основних геометричних параметрів моделі від величини відносного стискання. Використано метод послідовних наближень значень загального електричного опору біологічної тканини у фізичному експерименті на частотах 0,3, 30 і 300 кГц і розрахункових опорів на моделі за зміни основних геометричних параметрів питомої електропровідності. Отримано модель біполярного зварювання біологічних тканин, в якій враховано фактор анізотропії питомої електропровідності біологічної тканини у разі стискання. Наведено деякі результати досліджень закономірностей протікання струму в тканині з урахуванням анізотропії, що виникає. Бібл. 12, рис. 5, табл. 4.

Ключові слова: біполярне зварювання біологічних тканин, питома електропровідність, стискання біологічної тканини, моделювання, COMSOL multiphysics, анізотропія.

В даний час дослідники приділяють значну увагу підвищенню якості і надійності зварних з'єднань біологічних тканин, розширенню діапазону видів і товщини зварюваних тканин шляхом дослідження процесу контактного електрозварювання біологічних тканин як об'єкта автоматичного регулювання. Роботи по електрозварюванню живих м'яких тканин ведуться в Інституті електрозварювання ім. Є.О. Патона з 1992 року. За цей час були розроблені джерела живлення, інструменти, алгоритми автоматичного управління і технології для зварювання кровоносних судин, нервів, кишечника, фаллопієвих труб, шлунка, легенів, печінки, шкіри та інше [1]. Проводяться аналітичні розрахунки, комп'ютерне моделювання процесу зварювання, експериментальні дослідження на лабораторних установках, здійснюється обробка та аналіз отриманих результатів [2-7].

Відомі публікації з математичного моделювання теплових процесів в м'яких біологічних тканинах [8]. Але всі вони присвячені або поверхневому нагріванню сфокусованим джерелом типу лазерного променя, або за допомогою одноелектродних електрохірургічних інструментів. Крім того, в них м'які біологічні тканини розглядаються як тверді тіла з постійними теплофізичними і електричними характеристиками. Ці припущення як перше наближення можуть бути використані задля моделювання електрокоагуляції, але не придатні у разі моделювання електричного зварювання, яке відрізняється від електрокоагуляції обов'язковим застосуванням значного зусилля здавлювання електродами [9, 10]. Тиск електродів веде до руйнування мембран клітин (можливо); переносу електропровідної тканинної рідини від центру електродів до периферії в напрямку зниження тиску; підвищення температури пароутворення і максимальної температури тканини.

Біологічні тканини завдяки наявності внутрішньоклітинних і тканинних рідин з розчиненими в них солями є електропровідними. Іони в них є основними носіями струму. Білки, з яких побудовані мембрани клітин, органели і структурні тканини не є електропровідними. Електропровідність тканини залежить від її внутрішньої структури і значно змінюється у процесі зварювання внаслідок локального

© Ланкін Ю.М., Соловійов В.Г., Романова І.Ю., 2021
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0001-6306-8086>; ** <https://orcid.org/0000-0002-1454-7520> ;
*** <https://orcid.org/0000-0001-7154-1830>

стиснення електродами, фазових перетворень води, що знаходиться в тканині, коагуляції білків, теплових впливів і т.ін. У зв'язку з цим питома електропровідність в кожному елементарному об'ємі тканини має значну анізотропію. Джоулеве тепло, яке виділяється в кожному елементарному об'ємі тканини у разі протікання струму, пропорційне квадрату струму і обернено пропорційне її електропровідності. При цьому в літературних джерелах описуються, в основному, теплові процеси, результати яких отримано з використанням значень питомої електропровідності нестиснутої тканини [1, 11].

Між затискачами електродів там, де тканина зазнає найбільшого стиснення і найбільшої деформації, відбуваються основні процеси, що створюють умови для біполярного зварювання біологічної тканини. Всі оприлюднені дані щодо питомого опору отримані для нестиснутих біологічних тканин і зовсім не придатні задля використання у розрахунках чи математичному моделюванні процесів біполярного зварювання. У зв'язку з цим сьогодні особливої актуальності набуває вивчення анізотропії питомої електропровідності біологічної тканини, яка зазнає стиснення.

Мета роботи – розробити методику розрахунку зміни питомої електропровідності біологічної тканини за локального стиснення електродами та показати вплив цього фактора на результати моделювання електричних процесів біологічного зварювання.

Проведення експерименту. Дослідження стиснення м'яких біологічних тканин проводилося на лабораторній зварювальній установці лазерним датчиком переміщення верхнього електрода щодо нижнього. Переміщення точки лазера, що світиться на віддаленому екрані, відповідає переміщенню верхнього електрода з коефіцієнтом посилення в кілька десятків разів. Роздільна здатність системи вимірювання переміщення верхнього електрода становить ± 15 мкм. За такої чутливості на точність вимірювання товщини тканини, яка стискається, вже починає впливати деформація всієї конструкції, що призведе до деякого переміщення нижнього електрода у разі збільшення навантаження у вигляді гирі. Задля мінімізації цих похибок попередньо визначалася залежність переміщення верхнього електрода від величини прикладеного зусилля стиснення без тканини між електродами. Ця залежність використовувалася задля коригування показників датчика у вимірах зміни товщини тканин в залежності від зусилля стиснення.

Діапазон встановлюваного тиску електродів P становив від 15 до 1100 кПа. Оскільки реально тиск на поверхні електродів розподілено нерівномірно, то у нашому випадку мається на увазі середнє значення тиску $P=F/Se$, де F – сила, прикладена до електродів, Se – площа контактної поверхні електродів. Перетин електродів 3×10 мм, тобто $Se=30$ мм². Довгі сторони прямокутних в поперечному перерізі електродів перпендикулярні до поздовжньої осі установки. Це гарантує рівномірність розподілу тиску уздовж більшої сторони електродів і невелику нерівномірність уздовж меншої. В експерименті використовували серцевий м'яз свині, взятий не пізніше трьох годин після забою тварини. Перед дослідженнями серце зберігалось за температури $+ 5^\circ\text{C}$. Розміри фрагмента серцевого м'яза склали: товщина $ms=6,9$ мм, ширина $lh=35$ мм і довжина $dh=25$ мм. Площа фрагмента серцевого м'яза $Sf= 875$ мм².

Отримана залежність товщини серцевого м'яза hs між електродами електрозварювальної установки від тиску електродів P має вигляд

$$hs = 2,41 \exp(-95,001P) + 4,186 \exp(-8,985P). \quad (1)$$

Одночасно з вимірами $hs(P)$ вимірювався електричний опір фрагмента серцевого м'яза $Rf(P)$ у випадку подачі змінної напруги $Us = 6,9$ В частотою 0,3, 30 і 300 кГц через опір $R = 1$ кОм, а також напруга на електродах Uin . Існує багато способів вимірювання опору біологічних тканин і спільною проблемою для них є неточність дотримання розмірів зразків. Однак в нашому випадку проводиться вимірювання одного і того ж зразка, але за різного локального стиснення тканини. Тому за умови $Sf \gg Se$ заданою початковою неточністю розмірів фрагмента серцевого м'яза нехтуємо.

Опір Rf фрагмента серцевого м'яза розраховувався за формулою $Rf = (Uin * R) / (Us - Uin)$.

Результати експериментів наведено у табл. 1, де $h1 = hs / ms$.

Математичне моделювання. Математична модель експерименту будувалася з використанням пакета COMSOL multyphysics 5.3а. До складу моделі включені модулі (physics) «Electric Currents» і «Heat Transfer in Solids» з вирішувачем «Multiphysics / Electromagnetic Heating», який дає змогу об'єднати ці різні модулі задля вирішення завдань моделі. За матеріали, що використовуються в моделі, прийняті мідь і серцевий м'яз свині.

Основний підхід до моделювання був таким, щоб забезпечити найкращу відповідність геометричної частини моделі геометричним параметрам фізичного експерименту та при цьому використати фізичні властивості біологічної тканини, які відповідають серцевій м'язі свині. Виходячи з теорії подібності [12], такий підхід дозволить визначити шукані значення питомої електропровідності тканини методом послідовних наближень.

Таблиця 1

№ з/п	P , кПа	h_s , мм	h_1 , в.о.	R_f , Ом (0,3 кГц)	R_f , Ом (30 кГц)	R_f , Ом (300 кГц)
1	0	6,899	0,9999	778	610	327
2	16,4	6,37	0,9232	760	597	320
3	146,2	4,2	0,6087	635	511	279
4	271,2	3,43	0,4971	586	478	265
5	422,1	2,86	0,4145	568	462	259
6	557,9	2,53	0,3667	551	456	255
7	691,0	2,27	0,329	551	447	250
8	825,0	2,06	0,2986	547	447	248
9	960,9	1,65	0,2391	546	442	246
10	1091,4	1,52	0,2203	542	433	245

У моделі задля імітації зусилля стискання тканини вводиться функціональна залежність відстані між стискаючими електродами та зусиллям стискання, яку отримано експериментальним шляхом (1).

Розрахункова складова для «Electrical Conductivity» $pw1(X)$ в COMSOL multiphysics 5.3a. є графічною інтерпретацією зміни питомої електропровідності σ від координати X моделі та питомої проміжної електропровідності σ_{int} – значення $pw1(X)$ при $X=0$ (рис. 1). Питома проміжна електропровідність σ_{int} названа «проміжною», так як значення її знаходяться в певному діапазоні між шуканими мінімальним значенням σ_{min} і максимальним значенням питомої електропровідності

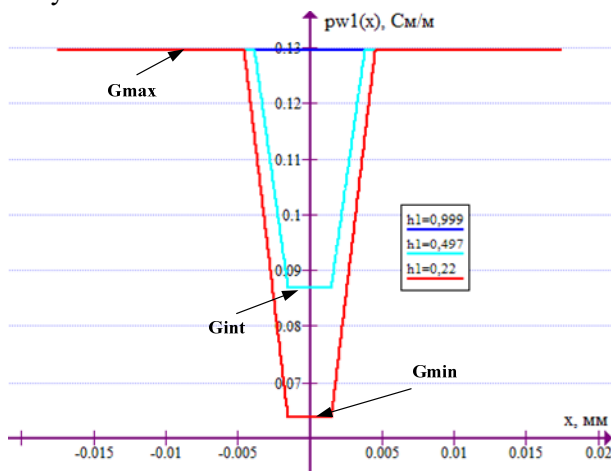


Рис. 1

приймаємо значення питомої електропровідності σ_{max} , яке дорівнює питомій електропровідності морської води 3 См/м. При цьому на моделі в COMSOL multiphysics отримуємо значення $R_m = 33,56$ Ом. Нове значення σ_{max} для другого кроку дорівнює 0,12940874 См/м. Похибка розрахунків на моделі на першому кроці (тобто розбіжність значень R_m і R_f) склала 95,69%. Похибка розраховувалася з точністю до другого знаку після коми. На другому кроці похибка – 0,01%, на третьому – 0%. Таким чином, шукане значення σ_{max} склало 0,129394951. Вносимо це значення у табл. 2.

Таблиця 2

№ кроку	σ_{max} , См/м	R_m , Ом	R_m / R_f	$\sigma_{max} \times R_m / R_f$, См/м	Похибка (1- R_m/R_f) $\times 100$, %
1	3	33,56	0,0431362	0,12940874	95,69
2	0,12940874	777,9171	0,9998934	0,129394951	0,01
3	0,129394951	778	1	0,129394951	0,00

Проводимо пошук значення σ_{min} , за якого $R_m = R_f = 542$ Ом. Дані розрахунків та шукане значення $\sigma_{min} = 0,063730167$ вносимо у табл. 3.

Таблиця 3

№ кроку	σ_{min} , См/м	R_m , Ом	R_m / R_f	$\sigma_{min} \times R_m / R_f$, См/м	Похибка $(1-R_m/R_f) \times 100$, %
1	0,129394951	273,7978	0,505162	0,065365411	49,48
2	0,065365411	529,0656	0,9761358	0,063805518	2,39
3	0,063805518	541,3885	0,9988718	0,06373353	0,11
4	0,06373353	541,9714	0,9999472	0,063730167	0,01
5	0,063730167	542	1	0,063730167	0,00

Пошук значень σ_{int} . Графічна інтерпретація зміни питомої електропровідності $\rho w1(X)$ (рис. 1) забезпечує лінійну зміну σ_{int} від $h1$ для відповідних значень X . В реальності $\sigma_{int}(h1)$ відзначається істотною нелінійністю. Ця нелінійність компенсується коефіцієнтом $int2(h1)$. Для цього визначимо значення R_m для всіх проміжних значень $h1$ і порівняємо їх з R_f . Результати розрахунків наведено у табл. 4.

Таблиця 4

$h1$	R_f	R_m	$int2=R_m/R_f$
0,99985507	778	778	1
0,92318841	760	752,79	0,990512105
0,60869565	635	700,72	1,10349748
0,49710145	586	685,41	1,169633788
0,41449275	568	664,9	1,170591549
0,36666667	551	648,38	1,176730309
0,32898551	551	628,82	1,141241924
0,29855072	547	610,46	1,116016271
0,23913043	546	563,35	1,03178315
0,22028986	542	542	1

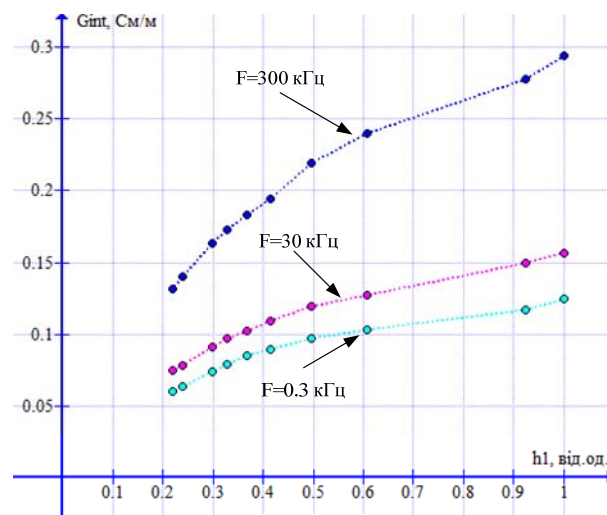


Рис. 2

З наведених на графіках (рис. 3 а, б) даних видно, на скільки можуть відрізнятися розрахункові значення у разі моделювання електричних і теплових полів, якими супроводжується біполярне зварювання, якщо не враховувати анізотропію питомої електропровідності біологічної тканини, що виникає за її стиснення.

Проведено аналіз залежності точності вимірювання опору R_m моделі від неточності дотримання розмірів взятих для експерименту фрагментів серцевого м'яза свині. Змінювалися по черзі ширина фрагмента за незмінної довжини, потім змінювалася довжина за незмінної ширини (рис. 4).

В результаті отримуємо залежність $\sigma_{int}(h1)^{0,3\text{кГц}} = \rho w1(h1, X=0) * int2(h1)$. Подібним чином отримуємо залежності $\sigma_{int}(h1)^{30\text{кГц}}$ і $\sigma_{int}(h1)^{300\text{кГц}}$. На рис. 2 наведено графіки зазначених табличних залежностей. Відповідно до графічної інтерпретації $\rho w1(X)$ з лінійною залежністю від координати X отримані графіки залежностей питомої електропровідності від здавлювання $h1$ для частот 0.3, 30 і 300 кГц мають вигляд кусково-лінійних функцій. Як видно, вона зі зростанням прикладеного тиску електродів зменшується приблизно у 2 рази.

Деякі результати досліджень закономірностей протікання струму в біологічній тканині з урахуванням анізотропії питомої електропровідності, що виникає при локальному стисненні електродами. Проведено порівняльні розрахунки розподілу щільності струму J по осі X моделі для незалежної (постійної) від стиснення $\sigma_{const} = \sigma_{max}$ і залежної від стиснення $\sigma_{int}(h1)^{0,3\text{кГц}}$ задля трьох значень ступеня стиснення серцевого м'яза свині (рис. 3, а). Розрахунок $\sigma_{int}(h1)^{0,3\text{кГц}}$ для спрощення сприйняття графіки рисунка наведено тільки для однієї частоти. Також проведено порівняльні розрахунки за швидкістю нагріву серцевого м'яза протягом 5 с для незалежної (постійної) від стиснення $\sigma_{const} = \sigma_{max}$ і залежних від стиснення $\sigma_{int}(h1)^{0,3\text{кГц}}$, $\sigma_{int}(h1)^{30\text{кГц}}$ і $\sigma_{int}(h1)^{300\text{кГц}}$ (рис. 3, б).

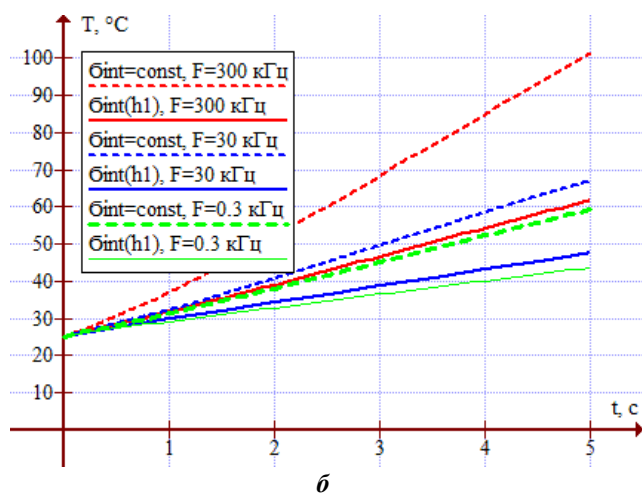
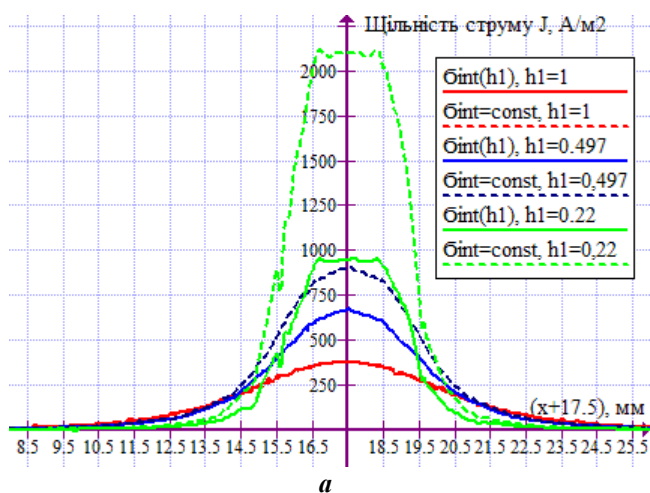


Рис. 3

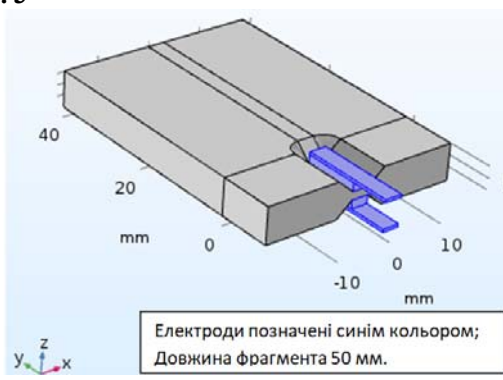
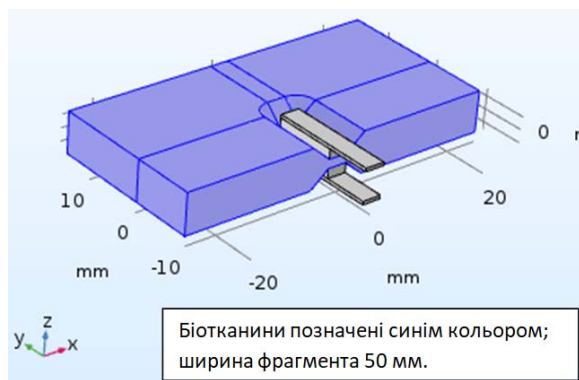


Рис. 4

Розраховувалася похибка відхилення вимірюваного опору від початкового за зміни ширини або довжини зразка ($h1 = 0,22$). На рис. 5 наведено результати розрахунків.

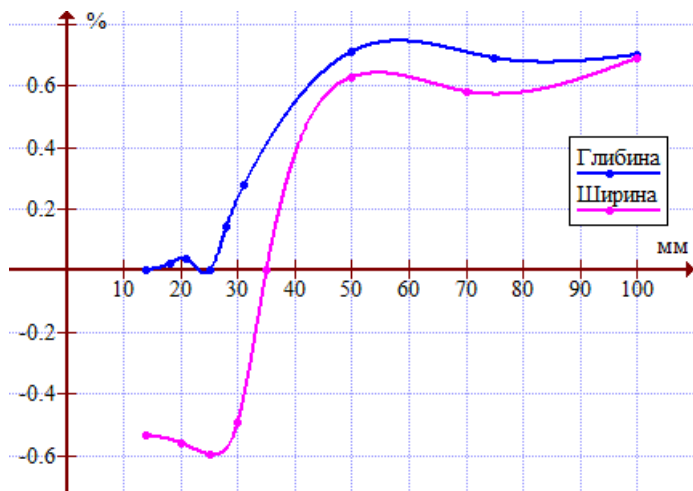


Рис. 5

серцевого м'яза свині може привести до помилки до 0,7%, що в багатьох випадках є несуттєвою.

Аналізуючи зміни електропровідності біологічної тканини (табл. 1) та її питомої електропровідності (рис. 2) у разі стискання електродами для біполярного зварювання спостерігається два зустрічні процеси, за яких відбувається збільшення електропровідності тканини і зменшення її питомої електропровідності. Це пов'язано з тим, що електропровідність біологічної тканини є функцією як питомої електропровідності, так і відстані між електродами (незалежно від ступеня стискання тканини). Питома ж електропровідність є функцією ступеня стискання тканини і є

мінімального значення до початкового (35 мм) і потім від початкового до 50 мм похибка не перевищує за абсолютною величиною 0,6%...0,7%. Подальше збільшення довжини зразка призводить до слабкого збільшення помилки, так як вплив струму, що віддалений від джерела, слабшає. За збільшення довжини зразка від мінімального значення до початкового (25 мм) похибка не перевищує 0,1%, потім зростає до 0,7% при 50 мм і далі практично не змінюється. Така відмінність за зміни довжини зразка, порівняно зі зміною ширини пов'язана з малою шириною електрода відносно його довжини.

З цього аналізу можна зробити висновок, що неточність дотримання розмірів взятих для експерименту фрагментів

інваріантною до відстані між електродами (наприклад, ступінь стискання тканини може бути однаковою за різних відстанях між електродами). Тому незалежно від зменшення питомої електропровідності біологічної тканини в результаті її локального стискання електродами електропровідність тканини в зоні стискання зростає.

Подальші дослідження анізотропії електропровідності біологічної тканини повинні бути зосереджені на вивченні її реакції на теплові впливи, фазові зміни тканинної рідини, високочастотний вплив та інше.

Висновки.

1. Моделювання анізотропії питомої електропровідності біологічної тканини за різним ступенем її локального стискання між електродами за наведеною методикою дає змогу розрахувати питому електропровідність і здійснити аналіз електричних характеристик в біологічних тканинах за різних початкових умов.

2. Показано адекватність електричних параметрів фізичної і математичної моделей.

3. Наведено деякі результати досліджень закономірностей протікання струму в біологічній тканині з урахуванням анізотропії питомої електропровідності, що виникає при локальному стисканні електродами.

4. Проведено аналіз на моделі залежності точності вимірювання електричного опору від неточності дотримання розмірів взятих для експерименту фрагментів серцевого м'яза свині. Показано, що неточність дотримання розмірів цих фрагментів може привести до помилки до 0,7%, що в багатьох випадках є несуттєвою.

5. Незалежно від зменшення питомої електропровідності біологічної тканини в результаті її локального стискання електродами електропровідність тканини в зоні стискання зростає.

6. Подальші дослідження анізотропії електропровідності біологічної тканини повинні бути зосереджені на вивченні її реакції на теплові впливи, фазові зміни тканинної рідини, високочастотний вплив та інше.

Роботу виконано за темою 1.6.1.1.74.3 (74/3) «Дослідження електро- та теплофізичних процесів в м'яких біологічних тканинах при стисканні та пропусканні імпульсного електричного струму та розробка на цій основі систем автоматичного керування, що забезпечують підвищення якості з'єднання» відомчого замовлення НАН України та фінансовано з коштів державного бюджету.

1. Лебедев А.В., Дубко А.Г., Лопаткина К.Г. Особенности применения теории контактной сварки металлов к сварке живых тканей. *Техн. электродинамика. Тем. выпуск Силовая электроника та енергоефективність*. Ч.2. 2012. С. 187-192.

2. Кобелев А.В., Смолюк Л.Т., Кобелева Р.М., Проценко Ю.Л. Нелинейные вязкоупругие свойства биологических тканей. Екатеринбург: УрО РАН, 2012. 244 с.

3. Олейник В.П., Кулиш С.Н. Аппаратные методы исследований в биологии и медицине. Харьков: ХАИ, 2004. 110 с.

4. Хлусов И.А., Пичугин В.Ф., Рябцева М.А. Основы биомеханики биосовместимых материалов и биологических тканей. Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2007. 149 с.

5. Lamberton G.R., His R.S., Jin D.H., Lindler T.U., Jellison F.C., Balder D.D. Prospective comparison of four laparoscopic vessel ligation devices. *Journal of Endourology*. 2008 Vol. 22. No 10. Pp. 2307-2312. DOI: <https://doi.org/10.1089/end.2008.9715>

6. Szyrach M., Paschenda P., Afify M., Schäler D., Tolba R. Evaluation of the novel bipolar vessel sealing and cutting device BiCision® in a porcine model. *Minimally Invasive Therapy & allied technologies*. 2012. No 21(6). Pp. 402 - 407. DOI: <https://doi.org/10.3109/13645706.2012.661373>

7. Ланкин Ю.Н., Суший Л.Ф., Байштрук Е.Н. Система измерения температуры биологических тканей при биполярной высокочастотной сварке. *Автоматическая сварка*. 2014. № 11. С. 35-38.

8. Смолянинов В.В. Математические модели биологических тканей. М.: Наука, 1980. 368 с.

9. Швед О.Є. Обґрунтування нового хірургічного методу гемостазу (експериментально-клінічне дослідження): дис. ... канд. мед. наук: 14.01.03. Нац. мед. акад. післядиплом. освіти ім. П.Л. Шупика. Київ. 2008. 172 с.

10. Музиченко П.Ф., Черняк В.А., Ланкін Ю.М. Фактори, які впливають на якість електрозварювання живих тканин. XIV науково-практична конференція *Зварювання та термічна обробка живих тканин. Теорія. Практика. Перспективи*. Київ, Україна, 29 листопада 2019. URL: http://patonmed.com.ua/wp-content/uploads/2019/11/Tezy_dopovidi_2019.pdf

11. Зуев А.Л., Мишланов В.Ю., Судаков А.И., Шакиров Н.В., Фролов А.В. Эквивалентные электрические модели биологических объектов. *Российский журнал биомеханики*. 2012. Т. 16. № 1(55). С. 110-120.

12. Гухман А.А. Введение в теорию подобия. М.: Высшая школа, 1973. 296 с.

MODELING OF THE ANISOTROPY OF THE SPECIFIC ELECTRICAL CONDUCTIVITY OF BIOLOGICAL TISSUE ARISING AT LOCAL COMPRESSION BY BIPOLAR WELDING ELECTRODES

Yu.N. Lankin, V.G. Soloviev, I.Y. Romanova
E. O. Paton Electric Welding Institute of the NAS of Ukraine.
11, Kazimir Malevich Str., Kyiv, 03150, Ukraine,
e-mail: lankin.y.n@gmail.com; hhsova@gmail.com ; romanova@paton.kiev.ua

Current publications on bipolar welding use the electrical characteristics of uncompressed biological tissue. This reduces the accuracy of calculating the distribution of the density of the flowing currents and the strength of the electric fields in the zone of the fabric to be welded when it is squeezed. The aim of the work is to show a methodology for calculating the change in the specific electrical conductivity of biological tissue under local compression by electrodes and the effect of this factor on the results of modeling electrical processes of biological welding. A geometric interpretation of the change in the electrical conductivity of the pig's heart muscle when squeezed by bipolar welding electrodes in relative units is proposed. The principle of similarity of the geometric parameters of the physical experiment and the graphic model of COMSOL multiphysics is used, as a result of which the dependences of the three main geometric parameters of the model on the magnitude of the relative compression are determined. The method of successive approximations of the values of the total electrical resistance of biological tissue in a physical experiment at frequencies of 0,3, 30, and 300 kHz and the calculated resistances on the model with a change in the basic geometric parameters of specific electrical conductivity was used. A model of bipolar welding of biological tissues is obtained, which takes into account the anisotropy factor of the electrical conductivity of biological tissue under compression. Some results of investigations of the regularities of the current flow in the tissue, taking into account the arising anisotropy, are presented. References 12, figures 5, tables 4.

Key words: bipolar welding of biological tissues, electrical conductivity, compression of biological tissue, modeling, COMSOL multiphysics, anisotropy.

1. Lebedev A.V., Dubko A.G., Lopatkina K.G. Features of the application of the theory of resistance welding of metals to welding of living tissues. *Tekhnichna elektrodinamika. Tematychnyi vypusk Sylova elektronika ta energoefektyvnist*. Part 2. 2012. Pp. 187-192. (Rus).
2. Kobelev A.V., Smolyuk L.T., Kobeleva R.M., Prochenko Y.L. (2012) Nonlinear viscoelastic properties of biological tissues. Ekaterinburg, UrO RAN, 2012. 244 p. (Rus).
3. Olejnik V.P., Kulish S.N. Hardware research methods in biology and medicine. Kharkov: Kharkivskii aviatsiinyi instytut, 2004. 110 p. (Rus).
4. Hlusov I.A., Pichugin V.F., Ryabceva M.A. Fundamentals of biomechanics of biocompatible materials and biological tissues. Tomsk: Izdatelstvo Tomskogo politekhnicheskogo universiteta, 2007. 149 p. (Rus).
5. Lambertson G.R., His R.S., Jin D.H., Lindler T.U., Jellison F.C., Balder D.D. Prospective comparison of four laparoscopic vessel ligation devices. *Journal of Endourology*. 2008 Vol. 22. No 10. Pp. 2307-2312. DOI: <https://doi.org/10.1089/end.2008.9715>
6. Szyrach M., Paschenda P., Afify M., Schällner D., Tolba R. Evaluation of the novel bipolar vessel sealing and cutting device BiCision® in a porcine model. *Minimally Invasive Therapy & allied technologies*. 2012. No 21(6). Pp. 402 - 407. DOI: <https://doi.org/10.3109/13645706.2012.661373>
7. Lankin Y.N., Sushij L.F., Bajshtruk E.N. System for measuring the temperature of biological tissues in bipolar high-frequency welding. *Avtomaticheskaya svarka*. 2014. No 11. Pp. 35-38. (Rus).
8. Smolyaninov V.V. Mathematical models of biological tissues. Moskva: Nauka, 1980. 368 p. (Rus).
9. Shved O.E. Substantiation of a new surgical method of hemostasis (experimental-clinical study): diss. kand. med. nauk 14.01.03. Natsionalna medychna academiia pisladyplomnoi osvity imeni P.L. Shchupika. Kyiv. 2008. 172 p. (Ukr).
10. Muzichenko P.F., Chernyak V.A., Lankin Y.M. Factors that affect the quality of electric welding of living tissues. 14rd Sci.-Pract. Conf. *Zvariuvannia ta termichna obrobka zhyvyh tkanyn. Teoria. Praktyka. Perspektyvy*. Kyiv, Ukraine, 29 November 2019. URL: http://patonmed.com.ua/wp-content/uploads/2019/11/Tezy_dopovidi_2019.pdf (Ukr)
11. Zuev A.L. Mishlanov V.YU., Sudakov A.I., SHakirov N.V., Frolov A.V. (2012) Equivalent electrical models of biological objects. *Rossiiskij zhurnal biomekhaniki*. 2012. Vol. 16. No 1(55). Pp. 110–120. (Rus).
12. Guhman A.A. (1973) Introduction to Similarity Theory. Moskva: Vysshaya shkola, 1973. 296 p. (Rus).

Надійшла 03.09.2020
Остаточний варіант 04.12.2020

ВПЛИВ СТОРОННІХ ДЖЕРЕЛ ТЕПЛОВОЇ ЕНЕРГІЇ НА СТІЙКІСТЬ І ПРОБИВНУ НАПРУГУ ЕЛЕКТРОІЗОЛЯЦІЇ ПІД ЧАС ЇЇ ТЕПЛОВОГО ПРОБОЮ

Р.В. Вожаков*, В.М. Кириленко**, канд. техн. наук

НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»

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

E-mail: vozhakovr@fea.kpi.ua

Стаття присвячена аналізу теплового пробую ізоляції електротехнічного та електроенергетичного обладнання внаслідок порушення її теплової рівноваги. Аналіз проводився в рамках найпростішої моделі теплового пробую за ігноруванням розподілу температури в об'ємі ізоляції. Особлива увага приділяється впливу сторонніх джерел теплової енергії на теплову стійкість та пробивну напругу електроізоляційної конструкції. З рівняння теплової рівноваги і умов порушення теплового балансу між сумарною тепловою потужністю в ізоляції і тепловою потужністю, що віддається в навколишнє середовище, знайдено аналітичні вирази, що враховують вплив сторонніх джерел теплової енергії на критичну робочу температуру та пробивну напругу ізоляції. Проаналізовано вплив сторонніх джерел теплової енергії на залежність пробивної напруги від параметрів діелектрика і режиму охолодження. Показано, що пробивна напруга ізоляції експоненціально зменшується зі збільшенням потужності сторонніх джерел теплоти і температурного коефіцієнта $\text{tg}\delta$, а також погіршенням умов тепловіддачі. Встановлено, що критичні діелектричні втрати в ізоляції, що приводять до пробую, не залежать від потужності сторонніх джерел теплової енергії. Запропоновано задля забезпечення стійкості ізоляції до теплового пробую за наявності сторонніх джерел теплової енергії збільшувати коефіцієнт запасу по електричній міцності ізоляції відносно її робочої напруги, враховуючи потужність сторонніх джерел теплоти. Бібл. 10, рис. 3.

Ключові слова: тепловий пробій ізоляції електрообладнання, сторонні джерела теплової енергії, пробивна напруга, критична температура, критичні діелектричні втрати, тепла стійкість, допустима потужність сторонніх джерел теплоти, коефіцієнт запасу ізоляції по електричній міцності.

Вступ. У загальному випадку під час визначення можливості відмови електрообладнання розглядають в тому числі і вплив внутрішніх і зовнішніх факторів на тепловий стан його ізоляції, оскільки це один з найважливіших елементів, що безпосередньо визначають працездатність обладнання в цілому. Найбільш суттєвий вплив на характеристики високовольтної ізоляції електротехнічних пристроїв має теплове старіння, що приводить до прискореного спрацювання ресурсу, а у разі зістареної ізоляції чи аномальних режимів роботи обладнання і до теплового пробую, пов'язаного з порушенням теплової рівноваги між діелектричними втратами в електричній ізоляції і тепловіддачею в навколишнє середовище [1].

Для діелектричних матеріалів, що використовуються для ізоляції, причиною теплового пробую є експоненціальне зростання діелектричних втрат на електропровідність в залежності від температури. Крім того, необхідно враховувати, що в реальних конструкціях електрично навантажений діелектрик часто знаходиться поряд зі стороннім джерелом теплової енергії (струмопровідна жила, обмотка, активна сталь, активний елемент, тощо) і, крім виділення теплоти від діелектричних втрат, через ізоляцію проходить певна кількість теплової енергії від сторонніх джерел теплоти (СДТ). Ця додаткова тепла енергія призводить до підвищення температури і додаткового нелінійного і неадитивного нагрівання (через експоненціальну залежність діелектричних втрат від температури) і підвищує імовірність порушення теплової рівноваги і виникнення теплового пробую.

Існує узагальнена теорія теплового пробую діелектриків, де на основі диференційного рівняння теплопровідності, яке описує тепловий режим ізоляції, знайдено вираз для пробивної напруги з врахуванням несиметричних умов охолодження, тепловідлення в електродах і зміни питомої активної провідності по товщині зразка [2]. Однак вплив різних факторів на пробивну напругу враховано інтегрально шляхом використання проміжних функцій, які будуються для певного набору умов роботи електричної ізоляції, тому проаналізувати вплив СДТ на пробивну напругу (критичний режим) складно і ресурсовитратно.

В роботі [3] з використанням чисельних методів і диференційного рівняння теплопровідності побудовано математичну модель усталеного теплового режиму діелектрика, яка дає можливість побудувати розподіл температури по товщині діелектрика в граничному для теплової стійкості режимі, і, таким чи-

ном, оцінити наявний запас по тепловій стійкості ізоляції електрообладнання. Під час аналізу даної моделі показано, що за фіксованої напруги, змінюючи температуру діелектрика, можна наблизитися до критичного теплового режиму і теплового пробою. Іншими словами, за зміни температури робоча напруга може стати пробивною. Проте як причини зміни теплового режиму розглядалась тільки зміна температури поверхні діелектрика, що охолоджується навколишнім середовищем, і не враховувалися конкретно СДТ, які можуть суттєво вплинути на усталений тепловий режим роботи діелектрика.

Розрахунки усталених [4, 5, 6], і, навіть, нестационарних [7, 8] теплових режимів ізоляції електрообладнання, що ставлять за мету знайти перепад температур на шарі ізоляції, враховуючи, в тому числі, і тепловий потік від активних елементів (СДТ), дають можливість зробити висновок щодо теплової стійкості електроізоляційної конструкції, однак, не дають однозначної кількісної відповіді на питання щодо запасу теплової стійкості електрообладнання.

Таким чином, питання впливу СДТ на теплову стійкість ізоляції і її пробивну напругу потребує подальшого вивчення і конкретизації отриманих результатів.

Мета роботи. Провести аналіз впливу СДТ на теплову рівновагу і пробивну напругу ізоляції, визначити допустиму потужність сторонніх джерел теплової енергії, що призведе за робочій напругі до теплового пробою ізоляції електротехнічного обладнання і запропонувати методику врахування впливу СДТ на пробивну напругу під час вибору робочої напруги ізоляції.

Матеріали і результати досліджень. Виходячи з теоретичних припущень, надлишкове додаткове нагрівання ізоляції від зовнішніх джерел теплоти може призвести до порушення теплової рівноваги (теплового пробою) і зменшення її пробивної напруги. Відзначимо, що така ситуація на практиці зустрічається досить часто, наприклад, ізоляція кабелю підігрівається внаслідок протікання струму по жилі, ізоляція статорної обмотки обертових електричних машин нагрівається струмом обмотки і т. інш.

Рівняння теплової рівноваги електричної ізоляції за наявності додаткового нагрівання від СДТ має вигляд

$$P_d + P_S = Q, \quad (1)$$

де P_d – діелектричні втрати на електропровідність; P_S – потужність СДТ; Q – теплота, що відводиться в навколишнє середовище згідно з законом Ньютона.

Діелектричні втрати на електропровідність можна апроксимувати дещо спрощеним виразом, що справедливий у вузькому інтервалі температур, але дає можливість суттєво спростити розгляд

$$P_d = U^2 \omega C t g \delta_0 \exp \left[a (t^\circ - t_0^\circ) \right], \quad (2)$$

де U – робоча напруга; ω – кругова частота; C – ємність ізоляції; $t g \delta_0$ – тангенс кута діелектричних втрат за температури t_0° ; a – температурний коефіцієнт $t g \delta$; t° – температура діелектрика; t_0° – температура, за якою визначався $t g \delta_0$.

А відведена в навколишнє середовище теплота згідно з законом Ньютона

$$Q = \alpha_t S_n (t_n^\circ - t_{nc}^\circ), \quad (3)$$

де α_t – коефіцієнт тепловіддачі від поверхні діелектрика; S_n – площа поверхні діелектрика; t_n° – її температура; t_{nc}° – температура навколишнього середовища.

Обидва вирази, які відрізняються температурами, можна звести до одних змінних, якщо домовитися, що початкові діелектричні втрати беруться за умови, що $t_0^\circ = t_{nc}^\circ$. Ніяких обмежень, крім узгодження вибору температур, за яких береться значення $t g \delta_0$, це не накладає. Дещо складніше з температурами t_n° і t° . Якщо їх прирівняти, то нехтується перепад температур в об'ємі діелектрика і дещо завищується U_{np} , але на це доводиться йти, щоб отримати систему двох рівнянь з двома невідомими, і тому приймається $t_n^\circ = t^\circ$. Тоді рівняння теплового балансу (1) з врахуванням прийнятих припущень та формул (2) і (3) прийме вигляд

$$U^2 \omega C t g \delta_{nc} \exp(a(t_n^\circ - t_{nc}^\circ)) + P_S = \alpha_t S_n (t_n^\circ - t_{nc}^\circ). \quad (4)$$

Це рівняння дає змогу проаналізувати вплив потужності СДТ на температуру поверхні ізоляції за різних значень робочої напруги і збереженні балансу між тепловиділенням і тепловіддачею (рис. 1). Слід відзначити, що внаслідок температурної залежності P_d , збільшення P_S і, відповідно, додаткове нагрівання ізоляції приводить замість лінійного підвищення даної температури за дії однієї тільки P_S до нелінійного зростання температури поверхні ізоляції (особливо у разі наближення до критичного режиму). Показовим також є те, що за зміни робочої напруги критична температура поверхні змінюється за лінійним законом від потужності СДТ, що призводить до даного критичного режиму.

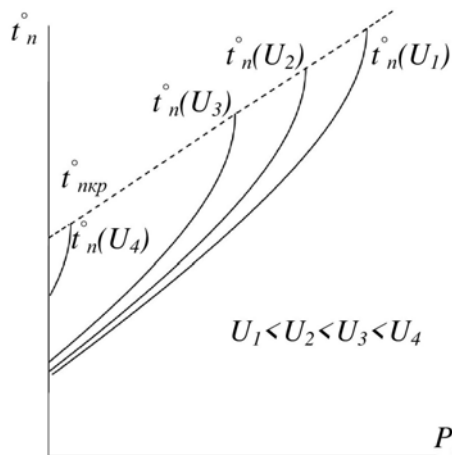


Рис. 1

Критичний режим, що передує порушенню теплової рівноваги і, відповідно, тепловому пробою, характеризується двома параметрами: критичною температурою і критичною напругою. Задля знаходження цих двох невідомих величин t_{nkp}^o і U_{np} потрібно два рівняння. Перше з них відповідає умові критичної рівноваги $P_{dkp} + P_S = Q_{kp}$, а друге випливає з того факту, що пряма Q в критичному режимі є дотичною до кривої $P_{dkp} + P_S$, тобто $\frac{d}{dt_n}(P_{dkp} + P_S) = \frac{dQ}{dt_n}$.

Маємо систему двох нелінійних відносно температури і напруги рівнянь з двома невідомими

$$\begin{cases} P_{dkp} + P_S = \alpha_t S_n (t_{nkp}^o - t_{nc}^o), \\ a P_{dkp} = \alpha_t S_n \end{cases},$$

яка має як рішення критичну поверхневу температуру t_{nkp}^o і пробивну напругу U_{np} .

З другого рівняння виразимо P_{dkp}

$$P_{dkp} = \alpha_t S_n a^{-1}. \quad (5)$$

Підставивши це значення в перше рівняння системи, знайдемо вираз для t_{nkp}^o

$$t_{nkp}^o = t_{nc}^o + a^{-1} + P_S (\alpha_t S_n)^{-1}, \quad (6)$$

що дає змогу, використавши формулу (4), отримати вираз для U_{np}

$$U_{np} = \sqrt{\frac{\alpha_t S_n}{ea\omega Ctg\delta_{nc}}} \exp\left(-\frac{aP_S}{\alpha_t S_n}\right) = U_{np0} \cdot k_{P_S}, \quad (7)$$

де $U_{np0} = \sqrt{\frac{\alpha_t S_n}{ea\omega Ctg\delta_{nc}}}$ – пробивна напруга за $P_S = 0$, $k_{P_S} = \exp\left(-\frac{aP_S}{2\alpha_t S_n}\right)$ – коефіцієнт впливу P_S .

Як бачимо, значення U_{np} експоненційно знижується в залежності від потужності СДТ, яка, в свою чергу, визначається режимними параметрами такими, як навантаження струмоведучої чи активної частини. Встановлена закономірність може бути використана для пояснення аварій на виробництві у відсутності суттєвих перенапружень в ізоляції.

Вплив СДТ на режим теплової рівноваги проілюстровано на рис. 2.

Згідно (5) найменше значення діелектричних втрат, що призведе до теплового пробою даного діелектрика в даних умовах охолодження, не залежать від потужності СДТ та завжди дорівнює $\alpha_t S_n / a$. Однак додаткові СДТ підвищують температуру поверхні діелектрика. І з формули (2) легко побачити, що задане значення $P_{dkp} = \text{const}$ за збільшеної температури поверхні досягається за меншого значення $U^2 \omega Ctg\delta_0$, тобто за меншої напруги. Це також ілюструють рис. 2, а та формули (6) і (7) – за наявності СДТ критичний режим ізоляції характеризується більшою температурою поверхні діелектрика і меншим значенням пробивної напруги. Так, за $a = 0,01 \text{ К}^{-1}$, $\alpha_t = 10 \text{ Вт}/(\text{м}^2\text{К})$, $S_n = 0,5 \text{ м}^2$, наявність 50 Вт P_S призведе до збільшення температури поверхні на 10°C і зменшення пробивної напруги на 5%.

У роботах [9, 10] зазначалося, що тепла рівновага ізоляційної конструкції може бути порушена, якщо випадкові СДТ підвищують температуру діелектрика до значення $t_{pн0}$ (рис. 2, б), а за нижчих температур задана робоча напруга буде безпечна і не призведе до пробою. Але при цьому автори не враховували, що під час нагрівання діелектрика за рахунок діелектричних втрат і СДТ граничним випадком, коли рівняння (1) матиме розв'язки, буде режим, коли пряма тепловіддачі буде дотичною до кривої тепловиділення. З рис. 2, б видно, що наявність СДТ призведе до порушення теплової рівноваги раніше, ніж діелектрик досягне точки нестійкої рівноваги, відповідної режиму за $P_S = 0$. Таким

чином, формула з [9] $U_{np} = \sqrt{\alpha_t S_n (t_{kp}^o - t_{o}^o) (\omega Ctg\delta_{kp})^{-1}}$, де $t_{kp}^o = t_{pн0}$, не може бути використана задля розрахунку пробивної напруги через те, що СДТ не можуть розігріти ізоляцію до температур, вищих t_{kp}^o , що відповідає дійсно критичній температурі, за який температури стійкої і нестійкої рівноваги співпадають і яка визначається критичними значеннями діелектричних втрат, потужності СДТ і умов охолодження. Крім того, невірним є твердження, яке закріпилося в літературі, щодо того, що

$tg\delta$ в знаменнику формули відповідає критичній температурі. Насправді, пробивна напруга в прийнятому наближенні залежить, як не парадоксально, від $tg\delta_{nc}$, тобто $tg\delta$ за температури навколишнього середовища, і це потрібно враховувати під час оцінки її значення. Відзначимо, що за відсутності СДТ критична температура поверхні діелектрика та температура навколишнього середовища відрізняються на сталу величину, а у разі дії СДТ на діелектрик різниця між ними залежить ще й від потужності цих джерел.

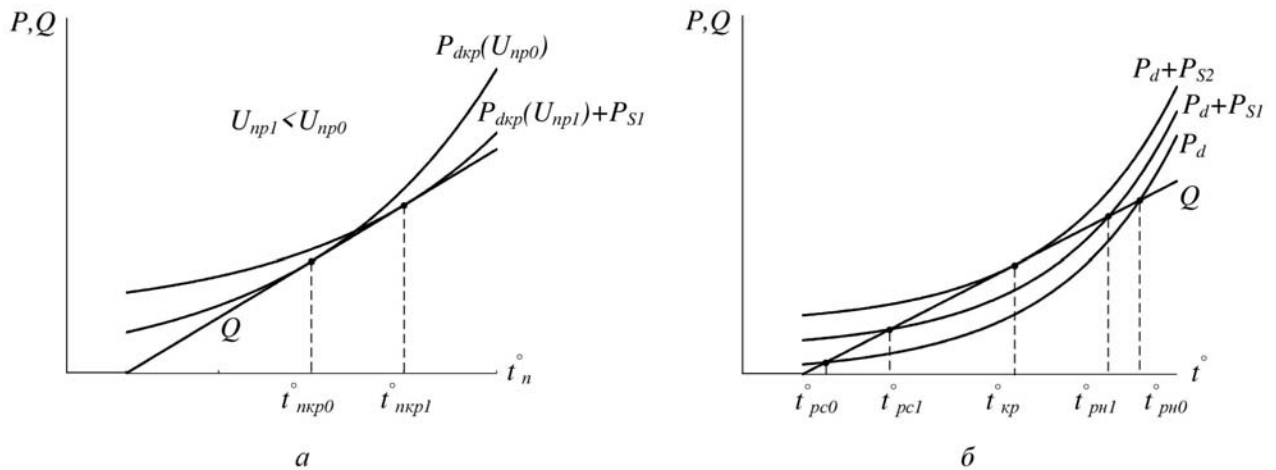


Рис. 2

Слід відзначити, що залежність U_{np} від умов тепловіддачі у разі теплового пробою приводить до того, що ні E_{np} , ні U_{np} не є характеристиками діелектрика чи конструкції, як у пробі в газах, бо вони залежать від коефіцієнта тепловіддачі в навколишнє середовище з поверхні діелектрика, який за допомогою примусової вентиляції можна підвищити шестикратно, а значить, теоретично є можливість підвищити U_{np} і E_{np} у 2 – 2,5 рази без будь-яких змін електроізоляційної конструкції за рахунок інтенсифікації процесу охолодження.

Вплив умов охолодження і температурного коефіцієнта $tg\delta$ на пробивну напругу за наявності СДТ згідно (7) проілюстровано на рис. 3, а і б. За вихідні данні використано значення: $\omega=314$ Гц, $C=45$ пФ, $tg\delta_{nc}=10^{-3}$, $a=10^{-3}$ К $^{-1}$, $\alpha_t=10$ Вт/(м 2 ·К), $S_n=0,002$ м 2 . Наявність СДТ змінює ступінь впливу параметрів електричної ізоляції на її пробивну напругу (нахил кривих на рис. 3), хоча самі ці сторонні джерела впливають на U_{np} опосередковано, через зміну параметрів діелектрика у разі додаткового нагрівання. Як видно з рис. 3, а, 50 Вт сторонньої додаткової теплоти за поганих умов охолодження приведе до того, що U_{np} зменшиться на порядок. Чим кращими стануть умови охолодження, тим менше впливатимуть СДТ на пробивну напругу. Це пояснюється тим, що за поганих умов охолодження додаткова тепла потужність призводитиме до більш інтенсивного нагрівання ізоляційної конструкції. Чим слабкіше діелектричні втрати залежать від температури діелектрика, тим слабкіше буде вплив додаткового нагріву від СДТ на U_{np} (рис. 3, б).

Задля визначення критичної потужності СДТ, яка має пройти крізь ізоляцію електрообладнання, щоб задана робоча напруга стала пробивною скористаємося формулою (7). Перенесемо в праву частину P_S та підставимо замість U_{np} робочу напругу U

$$P_{Skp} = \frac{\alpha_t S_n}{a} \left(\ln \frac{\alpha_t S_n}{a U^2 \omega C tg \delta_{nc}} - 1 \right).$$

Підставивши це значення в (6), отримаємо критичну температуру поверхні, до якої можуть нагріти ізоляцію електрообладнання СДТ без порушення теплової рівноваги (без виникнення теплового пробою) за заданим режимом роботи

$$t_{nkp}^{\circ} = t_{nc}^{\circ} + \frac{1}{a} \ln \frac{\alpha_t S_n}{a U^2 \omega C tg \delta_{nc}}.$$

Отже, критична потужність СДТ, яку може пропустити через себе ізоляція електрообладнання, і температура, до якої можуть нагріти ізоляцію без наслідків сторонні джерела, залежить від умов охолодження, характеристик ізоляційної конструкції, частоти та величини робочої напруги обладнання. Задля більш об'єктивного підходу до вибору режиму експлуатації електротехнічного об-

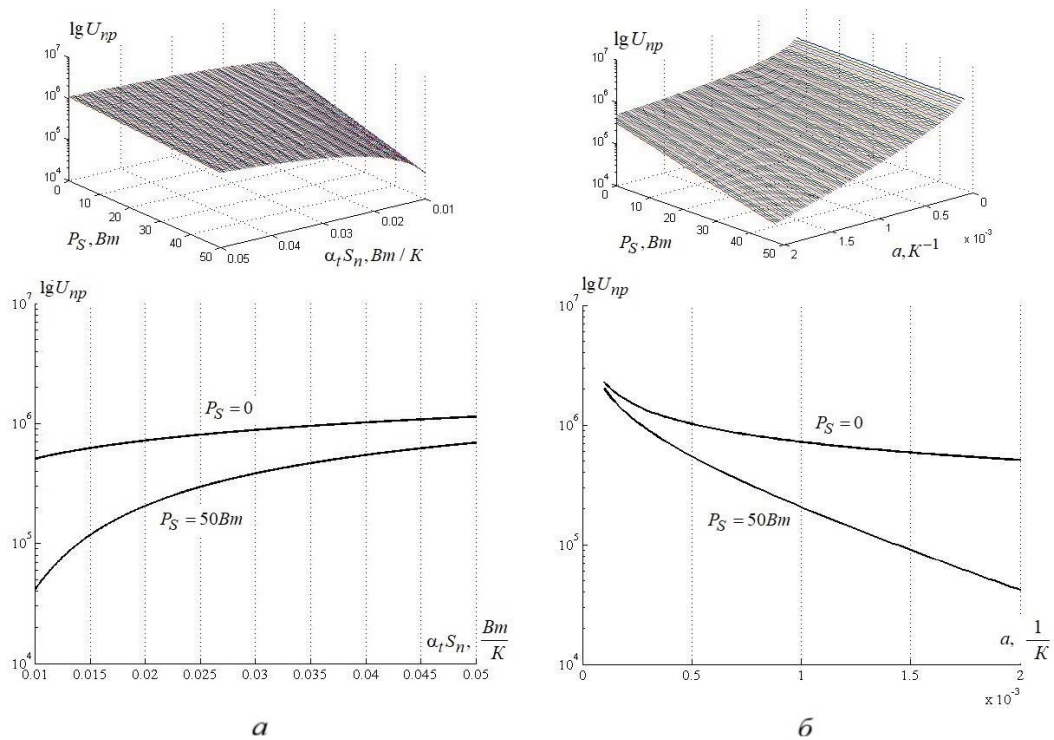


Рис. 3

ладнання можна ввести сталу потужності СДТ, що дорівнює подвоєній потужності критичних діелектричних втрат і визначається тільки температурним коефіцієнтом $tg\delta - P_{S0} = 2\alpha_t S_n a^{-1}$.

Використовуючи цю сталу і значення пробивної напруги за $P_S = 0$ з формули (7), можна розрахувати допустиму потужність СДТ, яку може витримати ізоляція за робочої напруги $U_{роб}$

$$P_{S\text{дон}} = P_{S0} \ln(U_{np0} / U_{роб}) \cdot$$

Знання допустимої потужності СДТ дає змогу правильно враховувати струмове навантаження, а також розраховувати системи охолодження електрообладнання задля забезпечення його надійної роботи. Якщо під час вибору робочої напруги ізоляції використовується коефіцієнт запасу k_z по відношенню до пробивної напруги U_{np0} , то можна рекомендувати для врахування впливу СДТ на пробивну напругу збільшити його в k_{P_S} раз, що забезпечить таку саму надійність, яку матиме ізоляція, на яку не діють СДТ.

Висновки. 1. Тепловий пробій навіть за наявності СДТ можливий тільки за умови, що має місце критичний режим роботи: пряма тепловіддачі дотична до кривої діелектричних втрат.

2. Граничні діелектричні втрати, за яких спостерігається порушення теплової рівноваги (тепловий пробій), не залежать від діелектричних властивостей ізоляції і наявності СДТ, а тільки від умов охолодження і температурного коефіцієнта $tg\delta$.

3. Наявність СДТ призводить до того, що граничні діелектричні втрати і, відповідно, порушення теплової стійкості спостерігаються в ізоляції електрообладнання за меншого значення напруги і більшого значення температури.

4. Наявність СДТ призводить до посилення впливу температурного коефіцієнта $tg\delta$ та умов охолодження на значення пробивної напруги ізоляції електрообладнання.

5. Задля надійної експлуатації електрообладнання авторами пропонується задля врахування впливу СДТ, якщо вони мають місце, на пробивну напругу ізоляції збільшувати коефіцієнт запасу по електричній міцності в k_{P_S} раз і використовувати його у розрахунках робочої напруги ізоляції електрообладнання.

1. Бржезицький В.О., Ісакова А.В., Рудаков В.В., Михайлов В.М., Набока Б.Г. Техніка і електрофізика високих напруг. Харків: Торнадо, 2005. 930 с.

2. Койков С.Н., Цикин А.Н. Обобщение теории теплового пробоя твердых диэлектриков с учетом несимметричных условий охлаждения, тепловыделения в электродах и изменения активной проводимости по толщине образца. В сб.: *Пробой диэлектриков и полупроводников*. М.-Л.: Энергия, 1964. С. 277-284.

3. Зарубин В.С., Савельева И.Ю., Станкевич И.В. Температурное состояние плоского слоя полимерного диэлектрика с зависящей от температуры теплопроводностью. *Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. Естественные науки*. 2018. № 4. С. 14-23. DOI: <https://doi.org/10.18698/1812-3368-2018-4-14-23>
4. Дмитриевский В.С. Расчет и конструирование электрической изоляции. М.: Энергоиздат, 1981. 392 с.
5. Кириленко В.М., Чан Ван Тхань. Тепловой пробой диэлектриков и полупроводников при наличии сторонних источников тепла. *Электроника и связь*. 1999. Т. 1. № 6. С. 63-68.
6. Вожаков Р.В., Кириленко В.М. Розподіл усталеної температури в ізоляції циліндричної форми при наявності сторонніх джерел теплоти. *Енергетика: економіка, технології, екологія*. 2018. № 4. С. 98-104. DOI: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.4.2018.175644>
7. Кириленко В.М., Чан Ван Тхань. Распределение температуры в электротехническом материале при экспоненциально зависящем от температуры тепловыделении. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України. Електроенергетика*. 1999. № 2. С. 200-205.
8. Зализный Д.И., Новиков М.Н., Ходанович Н.М., Шутов А.Ю. Методика численного расчета нестационарных тепловых процессов в изоляции силового кабеля. *Вестник Гомельского гос. техн. ун-та им. П. О. Сухого*. 2010. № 4. С.86-95.
9. Колесов С.М., Колесов І.С. Електроматеріалознавство. Київ: Дельта, 2008. 516 с.
10. Бабак В.П., Байса Д.Ф., Різак В.М., Філоненко С.Ф. Конструкційні та функціональні матеріали. Ч. 1. Основи фізики твердого тіла. Конструкційні матеріали. Київ: Техніка, 2003. 344 с.

THE INFLUENCE OF EXTRANEIOUS SOURCES OF THERMAL ENERGY ON THERMAL STABILITY AND BREAKDOWN VOLTAGE OF ELECTRICAL INSULATION DURING ITS THERMAL BREAKDOWN

R. Vozhakov, V. Kyrylenko

National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"

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

E-mail: vozhakovr@fea.kpi.ua

The article is devoted to the analysis of thermal breakdown of insulation of electrical and power equipment due to disturbance of its thermal balance. The analysis was performed within the simplest model of thermal breakdown while ignoring the temperature distribution in the insulation volume. Particular attention is paid to the influence of extraneous sources of thermal energy on the thermal stability and the breakdown voltage of the electrical insulation structure. From the heat balance equation and the condition of thermal balance disturbance between the total thermal power in the insulation and the heat transferred into the surroundings, have been found analytical expressions that take into account the influence of extraneous sources of thermal energy on the critical operating temperature and the breakdown voltage of the insulation. The influence of extraneous sources of thermal energy on the dependence of the breakdown voltage on the dielectric parameters and the cooling conditions was analyzed. It is shown that the breakdown voltage of the insulation decreases exponentially with the increase of the power of extraneous heat sources and the temperature coefficient of $\text{tg}\delta$, as well as the deterioration of the heat transfer conditions. It is established that the critical dielectric losses in the insulation leading to the breakdown do not depend on the power of extraneous sources of thermal energy. It is proposed to increase the electrical insulation safety factor for breakdown strength related to its operating voltage, taking into account the extraneous sources of heat, to ensure the stability of insulation against thermal breakdown in the presence of extraneous sources of thermal energy. References 10, figures 3.

Keywords: thermal breakdown of electrical equipment insulation, extraneous heat sources, breakdown voltage, critical temperature, critical dielectric losses, thermal stability, allowable power of extraneous heat sources, electrical insulation safety factor for breakdown strength.

1. Brzhezitsky V.O., Isakova A.V., Rudakov V.V High voltage engineering and electrophysics. Kharkiv: Tornado, 2005. 930 p. (Ukr)
2. Koykov S.N., Tsikin F.N. Generalization of the theory of thermal breakdown of solid dielectrics taking into account asymmetric cooling conditions, heat generation in electrodes and changes in the active conductivity through the specimen thickness. In: Dielectric and semiconductor breakdown, Moskva-Leningrad: Energiya. 1964. Pp. 277-284. (Rus)
3. Zarubin V.S., Savelyeva I.Yu., Stankevich I.V. The temperature state of a plane polymer dielectric layer with temperature-dependent heat conduction. *Vestnik Moskovskogo Gosudarstvennogo tekhnologicheskogo universiteta imeni Baumana, Seriya Estestvennye nauki*. 2018. No 4. Pp. 14-23. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.18698/1812-3368-2018-4-14-23>
4. Dmitriyevskiy V.S. Calculation and designing of electrical insulation. Moskva: Energoizdat, 1981. 392 p. (Rus)
5. Kyrylenko V.M., Chan Van Tkhan Thermal breakdown of dielectrics and semiconductors in the presence of extraneous heat sources. *Elektronika i sviaz*. 1999. Vol. 1. No 6. Pp. 63-68. (Rus)
6. Vozhakov R.V., Kyrylenko V.M. Sustained temperature distribution in cylindrical insulation in the presence of extraneous sources of heat. *Enerhetyka: ekonomika, tekhnolohii, ekolohiia*. 2018. No 4. Pp. 98-104. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.4.2018.175644>
7. Kyrylenko V.M., Chan Van Tkhan Temperature distribution in the electrotechnological material with calorification exponentially depended on temperature. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi akademii nauk Ukrainy. Elektroenergetyka*. 1999. No. 2. Pp. 200-205. (Rus)
8. Zaliznyy D.I., Novikov M.N., Khodanovich N.M., Shutov A.Yu. Method of numerical calculation of non-stationary heat processes in the insulation of a power cable. *Vestnik Gomelskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta imeni P.O. Sukhogo*. 2010. No 4. Pp. 86-95. (Rus)
9. Kolesov S.M., Kolesov I.S. Electrical materials science. Kyiv: Delta, 2008. 516 p. (Ukr)
10. Babak V.P., Baisa D.F., Rizak V.M., Filonenko S.F. Constructional and functional materials. At 2 parts, Part 1: Fundamentals of solid state physics. Construction materials. Kyiv: Tekhnika, 2003. 344 p. (Ukr)

Надійшла 29.01.2020

Остаточний варіант 17.12.2020

MATHEMATICAL MODEL TO CALCULATE THE TRAJECTORIES OF ELECTROMAGNETIC MILL OPERATING ELEMENTS

O. Makarchuk^{1,2*}, D. Calus^{2**}, V. Moroz^{1,2***}

¹ Lviv Polytechnic National University,
12, S. Bandera str., Lviv, 79013, Ukraine,

e-mail: oleksandr.v.makarchuk@lpnu.ua; volodymyr.i.moroz@lpnu.ua

² Czestochowa University of Technology,

Armii Krajowej Avenue, 17, p.o. box 42-200, Czestochowa, Poland,

e-mail: o.makarchuk@el.pcz.czest.pl; dc@el.pcz.czest.pl

The purpose of the research under consideration is to develop a mathematical model to calculate the trajectories of the ferromagnetic operating elements (millstones) of an electromagnetic mill, moving in a rotating magnetic field under electrodynamic and hydrodynamic resistance forces being limited by the space of the mill's working chamber. The millstone motion is described through the equations of plane motion of arbitrary-shaped two-dimensional body. The driving forces of this motion are determined on the basis of the approximation of the tabulated functions connecting the module and the orientation of the equivalent force applied to the millstone, with its position in the working chamber and composite MMF phase of mill inductor winding. These tabulated functions are derived from the estimation of the magnetic field inside a working chamber with millstones, in two-dimensional quasi-stationary approximation, using FEM analysis. The publication contains the approximation algorithm for these tabulated vector functions of a vector argument, mathematical statement of millstones trajectories calculating, and analysis of mathematical experiments results that make it possible to evaluate the adequacy of the model. The developed tool enables conducting quantitative analysis of grinding/mixing process and will help to establish relationships between the electromagnetic mill design parameters and its performance. References 21, figures 6.

Keywords: electromagnetic mill, grinding, mixing, tabulated functions interpolation, tabulated functions approximation, plane motion, FEM analysis.

1. Introduction. Electromagnetic mill (EMM) is a production equipment designed to grind or mix various mixtures of non-corrosive or corrosive substances. The technological process takes place inside the working chamber (WCh) of the mill, owing to the force interaction (collisions, vibrations, shocks, friction, etc.) of its operating elements with the substance for grinding or mixing. This substance will hereinafter be referred to as the working medium (WM), and the operating elements – the millstones. The ferromagnetic millstones move under the influence of electromagnetic forces arising in WCh rotating magnetic field generated by the mill inductor.

The development of issues related to EMMs creation, optimization or operation has numerous problems. In particular, there are no design techniques combining EMM's performance with its structural elements dimensions, inductor magnetic field power characteristics and other design indicators. On the other hand, the topicality of the research is confirmed by numerous publications and current trends related higher requirements for technological processes in terms of their environmental friendliness, energy efficiency, operational reliability, etc.

2. Recent research analysis. The problems arising while dealing with the issues of creating technological lines designed to grind/mix various substances are so complex in scientific and technical aspects, that their solution requires combined efforts of specialists in different fields. For example, energy-saving issues and minimizing the impact on the power grid are considered jointly by not only electricians but also by mining professionals [1, 2, 3].

The research is being conducted in specific areas, such as EMM inductors design [4, 5], parametric influences and relationships of characteristic physical processes [3, 6], control systems development [2, 7]. A comprehensive study of the whole technological line, including, apart from EMM, pneumatic and screw feeder systems of grinding substance, several separators of different purpose and operation principle, a number of guide pipelines, inlet and outlet collectors, valves, cyclone, etc., is presented in [1]. This equipment is also used to adjust and optimize an effective control system [3, 8] and to conduct experimental studies [7, 9].

© Makarchuk O., Calus D., Moroz V., 2021

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-9817-6113> ; ** <https://orcid.org/0000-0003-4224-7020> ;

*** <https://orcid.org/0000-0001-7130-3525>

The surveys [9-12] are dedicated to the effectiveness of dry and wet methods of copper ore grinding, the influence of WM humidity on this process and its value measuring.

Among the urgent issues is the problem of average particle size quantitative evaluation of the milling substance, in other words, the problem of WM grain structure estimation before and immediately after the grinding process. For example, the studies [2, 13] use an intellectual optical image processing system.

Separately, we want to address the issues of determining EMM performance. Using one of the grinding quality indicators, such as its grain structure, the researchers determine the size of particles in WM samples, depending on millstones size, material feeding volume, grinding process time, WCh filling and compare it with a given value [1, 7, 9, 14-16]. At the same time, WM volume or mass is determined, which meets the quality index. In almost all these studies, the analysis is performed on the basis of experimental data.

The disadvantages of this approach are obvious. Investigating the impact on mill performance of any of its design indicators requires either modifying the existing design, with possible additional elements installation, or making a completely new prototype. It is clear that under this approach the solution of design or of EMM construction optimization issues is problematic.

A relatively small number of publications focuses on theoretical solution of the relationship between EMM design index and its performance. In [6], the authors, emphasizing the relevance of this problem, propose a mathematical model of the metal polishing, based on a genetic algorithm and artificial neural network, and in [7] a similar model is created on the basis of physical experiments results statistical processing. It is mathematical modeling that has been chosen as a priority as a way to solve the above problem.

We are convinced that the adequate mathematical model development designed to estimate the ferromagnetic millstones movement indices in mill's inductor rotating magnetic field, taking into account the mechanical interaction with the particles of the milled or mixed substance, will give the reliability of EMM designing results a new level, corresponding to modern requirements of information and computer support for creating complex technical systems.

3. Research objective. The analysis of current publications suggests that existing EMM design techniques are based, at best, on experimental data statistical processing and do not provide clear recommendations correlating the mill's expected performance with the combination of its design indicators. Therefore, there is a need to create a virtual tool that will allow to conduct quantitative analysis of a grinding/mixing process as a determinate physical process. It will help to identify the factors affecting the mill's performance.

Goal of research. To develop a mathematical model to estimate the working medium millstones and particles mass centers trajectories moving in a rotating magnetic field under electrodynamic and hydrodynamic resistance forces and being limited by the space of the mill's working chamber.

Object of research. Processes of dynamic interaction between ferromagnetic millstones and working medium in a rotating magnetic field inside the working chamber, in transient and quasi-stable modes.

4. Methods of research. A complexity of the problem, a large number of dependent variables, and lack of information not only about attempts to solve such problems, but also about similar formulations, led us to adopt the following strategy. First of all, on the basis of the results [17], we calculate tabulated functions (TF) reflecting the relationship between the vector of total electromagnetic force \bar{F}_m applied to the center of the millstone mass, and a number of specific parameters – arguments of this function. It should be noted that after analysing the results of the above mentioned study, it is assumed that \bar{F}_m is a function of only MMF resultant phase of the mill inductor φ , the angular γ_m and radial r_m coordinates of the mill's position in the working chamber and millstone's dimensions – its diameter d_m and length l_m .

Fig. 1, in polar coordinates system, presents two succession of force vector F_m hodographs, which often reflect these correspondencies. Depending on Fig. 1, *a* the angular coordinate of the millstone position $1 - \gamma_m = 0^\circ$; $2 - \gamma_m = 48^\circ$; $3 - \gamma_m = 60^\circ$; $4 - \gamma_m = 108^\circ$; $5 - \gamma_m = 120^\circ$; $6 - \gamma_m = 168^\circ$ ($r_m = 83$ mm); Fig. 1, *b* the radial coordinate of the millstone position $1 - r_m = 83$ mm; $2 - r_m = 80$ mm; $3 - r_m = 75$ mm; $4 - r_m = 68$ mm; $5 - r_m = 60$ mm; $6 - r_m = 50$ mm; $7 - r_m = 40$ mm ($\gamma_m = 0^\circ$). It should be noticed that, horizontal axis on the graphs denotes force scale (N), and circular one – millstone position angular coordinate γ_m ($^\circ$).

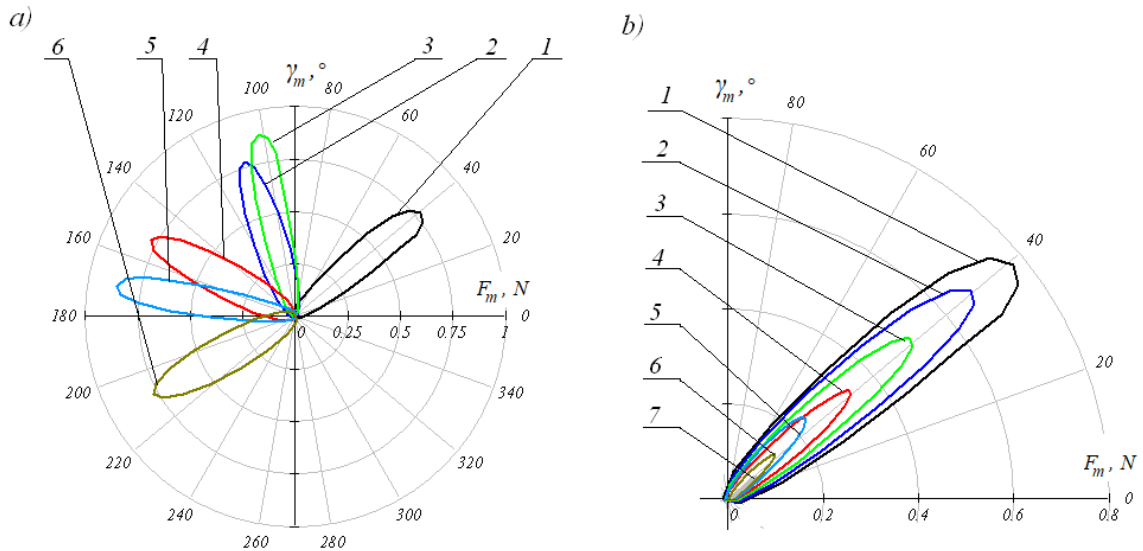


Fig. 1

The calculation was performed for the EMM with WCh capacity of 6300 cm³. Its main dimensions are: estimated core length - 200 mm, WCh diameter - 200 mm. The average magnetic induction value in WCh - 0.153 T. Millstones dimensions - $d_m = 2.5$ mm and $l_m = 10$ mm. The MMF phase φ varied in the range of $0 \div 180^\circ$. The complete results of this study can be found in [17].

The next step to achieve this goal was creating mathematical model to calculate the millstones trajectories in space bounded by WCh walls, under the above-mentioned electromagnetic forces. The value and direction of these forces, at each integration step in time of the differential equation system describing the millstones movement, are determined on the basis of the results of the tabulated function approximation $F_m[\varphi, r_m, \gamma_m]$.

It is obvious that approximation accuracy of this tabulated function directly affects the results of millstones dynamics calculation, so we will consider the method of its approximation in more detail. This tabulated function is essentially a vector function of a vector argument. Let us introduce the following symbol

$$\vec{F}_m = \begin{pmatrix} F_m \\ \alpha_m \end{pmatrix}; \quad \vec{s} = \begin{pmatrix} \varphi \\ r_m \\ \gamma_m \end{pmatrix}, \quad (1)$$

where F_m and α_m are the modulus and the electrodynamic force \vec{F}_m inclination vector in a Cartesian rectangular coordinate system, which beginning coincides with the working chamber centerline.

Suppose that with a constant value r_m , each of the components of a vector \vec{F}_m approximates with two-variable φ and γ_m quadrate Taylor polynomial. The force module F_m will be calculated as

$$F_m[\varphi, \gamma_m] = c_1 + c_2\varphi + c_3\gamma_m + c_4\frac{\varphi^2}{2!} + c_5\varphi\gamma_m + c_6\frac{\gamma_m^2}{2!} = \vec{T}[\varphi, \gamma_m]\vec{c}, \quad (2)$$

where

$$\vec{T}[\varphi, \gamma_m] = \begin{pmatrix} 1 & \varphi & \gamma_m & \frac{\varphi^2}{2!} & \varphi\gamma_m & \frac{\gamma_m^2}{2!} \end{pmatrix} \quad (3)$$

is the two-variable quadrate Taylor polynomial;

$$\vec{c} = \begin{pmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & c_5 & c_6 \end{pmatrix}_* \quad (4)$$

Is the polynomial coefficient column (2).

We define them on the basis of the knot values of the scalar tabulated function $F_m[\varphi, \gamma_m]$, selected from the range, filling the tabulated function vector $\vec{F}_m[\vec{s}]$ on the basis of $\min|r_{mt} - r_m|$, where $|r_{mt} - r_m|$ is difference modulus between the tabulated value of the radius vector length of the millstone mass center r_{mt} and its current value r_m .

Now, let us form tabulated function $F_m[\varphi, \gamma_m]$ pattern. The number of its knots should be equal to six, which corresponds to the number of unknown interpolation coefficients in (2). The very formation of a pattern $F_m[\varphi, \gamma_m]$ starts with the search for the knot closest to the values of the interpolant argument. This knot will be referred to as “central”. In Fig. 2 the tabulated function $F_m[\varphi, \gamma_m]$ is schematically presented as a table, and the tabulated function pattern, depending on the “central” knot position, – as the shaded boxes.

Let us create a Taylor matrix T by the following rule: the row j of this matrix is equal to the value of the Taylor row (3) calculated at the knot j of the tabulated function. It looks as following

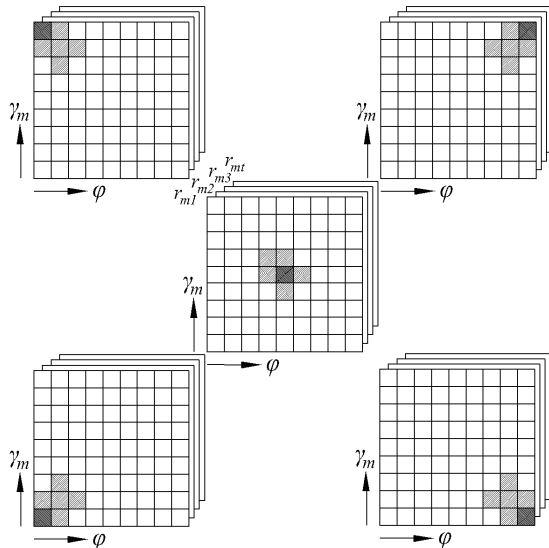


Fig. 2

$$T = \begin{pmatrix} 1 & \varphi_1 & \gamma_{m1} & \frac{\varphi_1^2}{2!} & \varphi_1 \gamma_{m1} & \frac{\gamma_{m1}^2}{2!} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \varphi_6 & \gamma_{m6} & \frac{\varphi_6^2}{2!} & \varphi_6 \gamma_{m6} & \frac{\gamma_{m6}^2}{2!} \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Let us combine the tabulated function (discretes) into a column-vector

$$\vec{F}_{mt} = \|F_{m1} \dots F_{m6}\|_*. \quad (6)$$

Having solved the vector equation

$$T \cdot \vec{c} = \vec{F}_{mt} \quad (7)$$

relatively unknown variable \vec{c} , we obtain the column-polynomial coefficients (2).

Thus, to estimate the tabulated function interpolated value $F_m[\varphi, \gamma_m]$ for arbitrary values and independent variables φ_z and γ_{mz} , it is necessary to:

- estimate the Taylor matrix (5) for a given

tabulated function;

- create a discrete column (6) for a given tabulated function;
- solve the linear vector equation (7);
- estimate the value of the Taylor row (3) following $\varphi = \varphi_z, \gamma_m = \gamma_{mz}$;
- estimate the interpolated value of tabulated function as a product $\vec{T}[\varphi_z, \gamma_{mz}] \cdot \vec{c}$.

Note that the direction of force \vec{F}_m is estimated similarly from the tabulated function interpolant $\alpha_m[\varphi, \gamma_m]$, which is obtained simultaneously with the tabulated function. The described algorithm is applicable for any number of tabulated function knots and arbitrary relative arrangement of knots in the pattern.

To test the efficiency of the proposed algorithm for tabulated function approximation and to evaluate the accuracy of the electrodynamic forces field interpolation affecting the millstone in a rotating magnetic field, it has been tested on the tabulated function $F_m[\varphi, \gamma_m]$, which was obtained under the same conditions as the hodographs in Fig. 1.

The graph of the electrodynamic force modulus interpolation F_m dependence on the phase of the inductor composite MMF φ is shown in Fig. 3, a (curve 2).

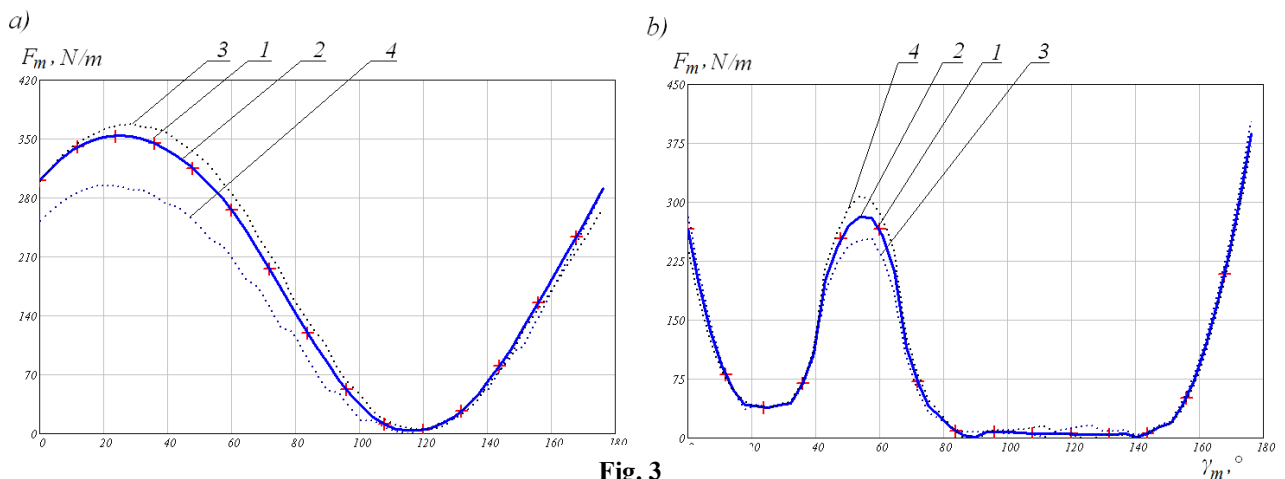


Fig. 3

The inclination angle of the radius vector to the millstone mass center is $\gamma_m = 60^\circ$. Also, this graph shows similar dependences corresponding to the millstone position angular deviation within $60 \pm 5^\circ$ (Fig. 3, *a*, curves 3, 4). Note that the value of this force is related to the millstone unit length, perpendicular to the estimated plane. This is because of the two-dimensional formulation of a field problem of its estimation, and that is why the dimension of this force [N/m].

The dependence of the electrodynamic force modulus F_m on the inclination angle of the millstone radius vector γ_m is created for the temporal phase of inductor MMF $\varphi = 60^\circ \text{el}$; (Fig. 3, *b*, curve 2). The effect of the phase shift deviation within $60 \pm 5^\circ \text{el}$ is shown in Fig. 3, *b*, curves 3, 4.

In both graphs, the symbol “+” indicates the tabulated function knot values $F_m[\varphi, \gamma_m]$ (Fig. 3, *a*, *b*, symbol 1).

An additional factor that, in our opinion, influences the dynamic interactions between the millstones and WM particles is hydrodynamic resistance force. This force affects all the components of the mixture fed to the WCh with a flow of compressed air or liquid. Such a flow is also called a traffic flow [8, 12].

Let us establish a number of assumptions allowing mathematical formalization of this interaction. We assume that the hydrodynamic resistance force only affects WM particles, the WM particles shape is spherical, with all these spheres radius r_{pp} being the same. Therefore, if a particle moves in a liquid or gas, it will only be affected by the drag force, with the tractive force equalling to zero. We also assume that in the plane perpendicular to the WCh axis, only a WM particle moves, with the traffic flow being quiet to it. Given the low flow velocities in WCh axial direction and its small fillings, this assumption is quite valid.

Based on experimental studies [18], it was found that fluid or gas movement in the boundary layer is turbulent, and the drag force is recommended to be estimated as follows

$$P_c = C_x S \frac{\rho v^2}{2}, \quad (8)$$

where C_x is the drag coefficient (1.12 for a sphere); S is the body projection area onto a plane perpendicular to that body motion trajectory; v is the body motion velocity projection in a quiet flow.

Note, that for further mathematical experiments we assumed that the WM particles are in a substance with some estimated density, which is 10% of water density. This method allows to reduce the time of the system launching to quasi-steady operating mode, that is, when the average speed of all its elements become equal.

5. Mathematical formulation of the problem. Millstones motion in the mill’s working chamber under electrodynamic and resistance forces was regarded as a plane motion. This means that the points in arbitrary planes perpendicular to the working chamber axis and those belonging to the millstone remain in these planes as it moves.

Kinematics states that in order to describe the arbitrary shaped two-dimensional body plane motion, that is, to find the trajectories, velocities, and accelerations of all its points, it is necessary to have the equation of this body mass center motion:

$$x_c = f_1(t); \quad y_c = f_2(t); \quad \varphi = f_3(t), \quad (9)$$

where x_c, y_c and φ are the coordinates of mass center and angular position of millstone.

Formulas for bringing inertial forces of a solid are obtained on the basis of d’Alembert’s principle

$$m\bar{a} = \sum F_i; \quad -J\bar{\varepsilon} = M_i, \quad (10)$$

where m is the body mass; J is the moment of inertia about axis z ; F_i, M_i are the summarized forces and moments; $\bar{a}, \bar{\varepsilon}$ are mass center linear and angular acceleration.

The differential equations of body mass center motion and moment equation at relative motion about an axis passing through the center of mass perpendicular to the plane of motion

$$\frac{d^2 x_c}{dt^2} = \frac{\sum_{i=1}^n F_{ix}}{m}; \quad \frac{d^2 y_c}{dt^2} = \frac{\sum_{i=1}^n F_{iy}}{m}; \quad \frac{d\omega_c}{dt} = \frac{1}{J} \sum_{i=1}^n M_z(F_i) = \frac{M_z}{J}; \quad \omega_c = \frac{d\varphi}{dt}. \quad (11)$$

where $M_z(F_i)$ is the moment of force F_i relatively to axis $0z$, passing through the mass center; M_z is the principal moment of all external forces about this axis; ω_c is the angular velocity.

Thus, the system (11), consisting of four equations and containing four unknowns x_c, y_c, φ and ω_c , is the content of mathematical formulation of the problem of the arbitrary shaped solid body plane motion trajectory estimation, which is affected by external forces and moments. The algorithm for its solving is

considered in detail in [19], and the formulation, suitable for the system of bodies and on the basis of MSE - [20]. Basically it solves three problems:

- estimates body mass matrices and their inertial tensors on the basis of a finite element grid;
- defines current values F_i, M_i ;
- updates displacement, velocities vectors and inertial tensors so that to avoid deformation of solids.

Processing contact interactions within the system (touch, mutual sliding motion, etc.) is performed through kinematic limitation method [21]. It is superimposed on global equations by converting the main components of knots moving along the contact line. This transformation blocks the freedom degree of the knots responsible for the normal movement relatively the contact line. In order to maintain the efficiency of the algorithm of explicit numerical time integration method, the bodies masses are concentrated (scaled) to such an extent that only the main degrees of freedom of each knot remain bound.

This algorithm is implemented in APDL (Ansys Parametric Design Language) Ansys LS-DYNA.

6. Analysis of the obtained results. In order to evaluate the efficiency and adequacy of the created mathematical model at the qualitative level, let us consider the estimation results of two millstones motion dynamic indices, which are in the mill's working chamber under a rotating magnetic field with an intensity of ≈ 0.1 T. Diameter of the WCh $d_{km} = 200$ mm, millstone's dimensions is the $d_m = 2.5$ mm and $l_m = 10$ mm.

At the beginning of the transition process, both millstones are located on $0.65d_{km}$ diameter, the angular position of the mass center of the first millstone is $\gamma_{m1} = 45^\circ$ with the second one being $\gamma_{m2} = 225^\circ$. Also, in the middle of the WCh there are 10 WM particles, evenly distributed in a circle with a diameter of $0.92d_{km}$. The estimated millstone and WM particles masses are 0.38 g and 0.49 g, respectively. Their relative position at the beginning of the transition process is shown in Fig. 4, a.

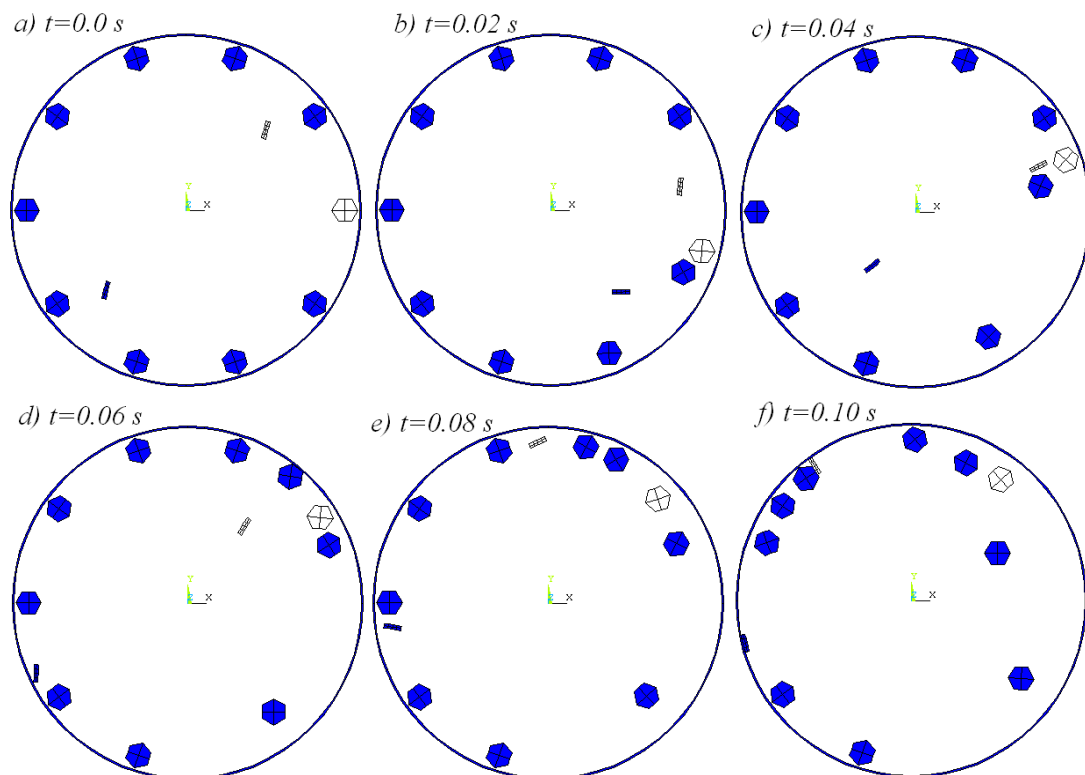


Fig. 4

The initial velocity vector for each millstone, at a time point $t = 0$, has only a tangential component, and it is $v_{r1} = -10.21$ m/s for the first millstone and $v_{r2} = 10.21$ m/s for the second one. The WM particles are at rest.

Fig. 4, b-f shows the gradual change in millstones and WM particles positions occurring in a magnetic field as a result of their colliding. For better visualization, millstone No. 1 and one of the WM particles in the figure are not shaded. Fig. 5, in its turn, contains the hodographs of the radius-vectors of both millstones mass centers and this WM particle. They are all presented in the polar coordinates system.

These two figures make it possible to trace the direction of millstones motion, the moments of their collision with the WM and the WCh walls. In particular, at a time point $t = 7$ ms, the first millstone, when

moving against the direction of magnetic field rotation, collides with the WM particle, bounces and repeatedly hits the WCh wall, losing the kinetic energy of the initial condition, and then, once under pondemotor forces, starts moving in the direction of the field rotation and close to the WCh inner surface.

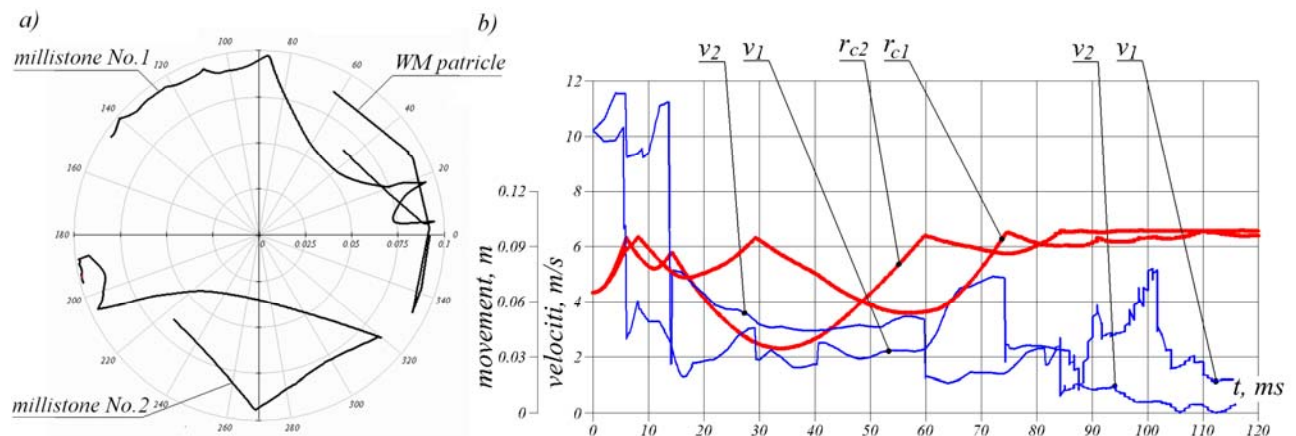


Fig. 5

The second millistone was moving following the direction of the field rotation. After colliding with the WCh wall and further resilience, it bumps into a WM stationary particle at high speed. Repelling from it, the millistone almost loses speed and stops for a while. But then, under the influence of electromagnetic force, it starts moving towards the field.

Fig. 6 shows the modules of movements and velocities of the millstones in one coordinate plane, which allows not only qualitatively but quantitatively to check the obtained modeling results for compliance with the basic physical relation. In particular, breaks in displacement functions correspond to discontinuities in velocity functions. The velocity oscillations at the end of the process indicate that owing to the friction between the elements there is a process of their shock interaction inside the WCh. This can serve as indirect confirmation of the fact of grinding process continuation in the modes characterized by millstones accumulation on WCh periphery and/or millstones “coating” of WM particles with simultaneous filling of the gaps between these particles.

The obtained results do not contradict the physical conception of millstones interaction with the working medium process and allow to state that the mathematical model to estimate the trajectories of ferromagnetic millstones motion in rotating magnetic field of the working chamber is adequate, under the assumptions made, and it can be applied in further researches related to the quantitative evaluation of EMM performance.

To demonstrate the work of the proposed mathematical model with more millstones, Fig. 6 shows WCh sections containing 874 millstones and 54 WM particles. The total filling level of the WCh is $\approx 50\%$. The millistone diameter in this experiment was 3 mm, its length was also 3 mm.

The estimation was performed on a personal computer with a 2.8 GHz Intel Core™ 2 Quad Q6600 processor; 3.24 GB RAM, and its duration was ≈ 10 hours.

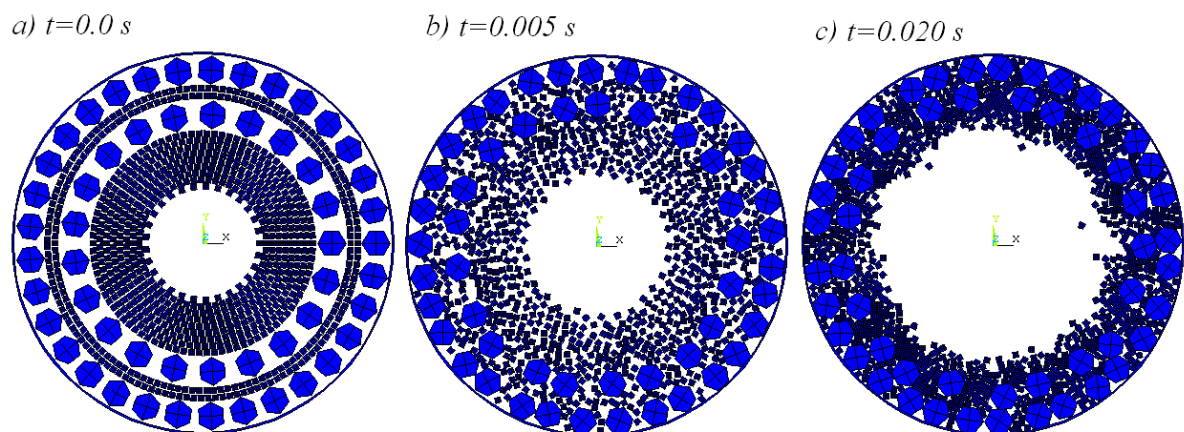


Fig. 6

Conclusions.

1. The method to approximate the tabulated function of electromagnetic force applied to an arbitrary-shaped ferromagnetic element (a millstone) in a magnetic field, depending on its position and the time phase of the MMF of the EMM inductor, via Taylor polynomial, correctly reflects all features of a given vector function.

2. The study has developed a mathematical model to calculate the ferromagnetic millstones motion trajectories, which are in a rotating magnetic field and limited by the space of the working chamber. Its algorithm is applicable for studying working chambers and millstones of arbitrary size and shape. It is created on the basis of equations of bodies motion dynamics by two-dimensional formulation (the so-called plane motion) and takes into account the influence of the contact interaction of millstones with the particles of the material being milled or mixed, hydraulic resistance forces applied to the moving elements in this interaction and dry friction.

3. The estimation results of ferromagnetic millstones transient motion in a rotating magnetic field, obtained with the help of the created mathematical model, confirm the correctness of interaction of interpolation algorithm of tabulated function of electromagnetic force, applied to a millstone, with the algorithm for numerical integration of algebraic differential equations system describing the dynamics of grinding or mixing process components. The research has produced recommendations on the integration step size and necessary computing resources.

1. Ogonowski S., Wolosiewicz-Glab M., Ogonowski Z., Foszcz D., Pawelczyk M. Comparison of wet and dry grinding in electromagnetic mill. *Minerals*. 2018. No 8(4). 138. DOI: <https://doi.org/10.3390/min8040138>

2. Ogonowski S., Ogonowski Z., Pawelczyk M., Multi-objective and multi-rate control of the grinding and classification circuit with electromagnetic mill. *Applied Sciences*. 2018. No 8(4). 506. DOI: <https://doi.org/10.3390/app8040506>

3. Ogonowski S., Ogonowski Z., Swierzy M. Power optimizing control of grinding process in electromagnetic mill. 21st International Conference on *Process Control (PC)*, Strbske Pleso, 2017. Pp. 370-375. DOI: <https://doi.org/10.1109/PC.2017.7976242>

4. Styla S. Laboratory studies of an electromagnetic mill inductor with a power source. *An International Quarterly Journal on Economics of Technology and Modelling Processes*. 2017. Vol. 6. No 2. Pp. 109-114.

5. Wolosiewicz-Glab M., Foszcz D., Ogonowski S. Design of the electromagnetic mill and the air stream ratio model. *IFAC-Papers OnLine*. 2017. Vol. 50. Iss. 1. Pp. 14964-14969. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2017.08.2554>.

6. Garg A., Jasmine Siu Lee Lam, Gao L. Energy conservation in manufacturing operations: modelling the milling process by a new complexity-based evolutionary approach. *Journal of Cleaner Production*. 2015. Vol. 108. Pp. 34-45. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.jclepro.2015.06.043>.

7. Wolosiewicz-Glab M., Pieta P., Niedoba T., Foszcz D. Approximation of Partition Curves for Electromagnetic Mill with Inertial Classifier—Case study. In IOP Conference Series: *Earth and Environmental Science*. 2017. Vol. 95. No 4. P. 042037. DOI: <https://doi.org/10.1088/1755-1315/95/4/042037>.

8. Wolosiewicz-Glab M., Ogonowski S., Foszcz D., Gawenda T. Assessment of classification with variable air flow for inertial classifier in dry grinding circuit with electromagnetic mill using partition curves. *Physicochem. Probl. Miner. Process*. 2018. Vol. 54. No 2. Pp. 440-447. DOI: <https://doi.org/10.5277/ppmp1867>.

9. Wolosiewicz-Glab M., Pieta P., Foszcz D., Ogonowski S., Niedoba T. Grinding Kinetics Adjustment of Copper Ore Grinding in an Innovative Electromagnetic Mill. *Applied Sciences*. 2018. No 8(8). 1322. DOI: <https://doi.org/10.3390/app8081322>

10. Buchczik D., Wegehaupt J., Krauze O. Indirect measurements of milling product quality in the classification system of electromagnetic mill. 22nd International Conference on *Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR 2017)*. Międzyzdroje, Poland, August 28-31, 2017. Pp. 1039-1044. DOI: <https://doi.org/10.1109/MMAR.2017.8046973>

11. Wegehaupt J., Buchczik D., Krauze O. Preliminary studies on modelling the drying process in product classification and separation path in an electromagnetic mill installation. 22nd International Conference on *Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR 2017)*. Międzyzdroje, Poland, August 28-31, 2017. Pp. 849-854. DOI: <https://doi.org/10.1109/MMAR.2017.8046939>

12. Wegehaupt J., Buchczik D. Moisture measurement of bulk materials in an electromagnetic mill. 18th International *Carpathian Control Conference (ICCC)*. Sinaia, Romania, May 28-31, 2017. Pp. 353-358. DOI: <https://doi.org/10.1109/CarpathianCC.2017.7970425>

13. Budzan S. Automated grain extraction and classification by combining improved region growing segmentation and shape descriptors in electromagnetic mill classification system. 10th International Conference on

Machine Vision (ICMV 2017). Vienna, Austria, 2017. Vol. 10696. P. 106960B. DOI: <https://doi.org/10.1117/12.2309765>

14. Styła S.A. New Grinding Technology Using an Electromagnetic Mill—Testing the Efficiency of the Process. *EconTechMod. An International Quarterly Journal on Economics of Technology and Modelling Processes*. 2017. Vol. 6. No 1. Pp. 81-88.

15. Krawczykowski D., Foszcz D., Ogonowski S., Gawenda T., Wolosiewicz-Glab M. Analysis of the working chamber size influence on the effectiveness of grinding in electromagnetic mill. In IOP Conference Series: *Materials Science and Engineering*. Zawiercie, Poland, September 26-29, 2018. Vol. 427. No 1. P. 012033. DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/427/1/012033>

16. Bazin C., St-Pierre M., Hodouin D. Calibration of the perfect mixing model to a dry grinding mill. *Powder technology*. 2005. Vol. 149(2-3). Pp. 93-105. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.powtec.2004.11.014>

17. Całus D, Makarchuk O. Analysis of interaction of forces of working elements in electromagnetic mill. *Przeład Elektrotechniczny*. 2019. No 12. Pp. 64-69. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2019.12.12>

18. Zucker R.D., Biblarz O. Fundamentals of gas dynamics. John Wiley & Sons, 2019. 540 p.

19. Benson D.J., Hallquist J.O. A simple rigid body algorithm for structural dynamics programs. *International Journal for Numerical Methods in Engineering*. 1986. Vol. 22(3). Pp. 723-749.

20. Hallquist J.O. LS-DYNA. Theory Manual. Livermore Software Technology Corporation, 2006. 680 p.

21. Hughes T.J.R., Taylor R.L., Sackman J.L., Curnier A.C., Kanokkulchai W. A Finite Element Method for a Class of Contact-Impact Problems. *J. Comp. Meths. Appl. Mechs. Eng.* 1976. No 8. Pp. 249-276.

УДК 621.926.9

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ РОЗРАХУНКУ ТРАЄКТОРІЙ РОБОЧИХ ЕЛЕМЕНТІВ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО МЛИНА

О. Макачук^{1,2}, Д. Цалус², В. Мороз^{1,2}

¹Національний університет “Львівська політехніка”,

вул. С. Бандери 12, Львів, 79013, Україна,

e-mail: oleksandr.v.makarchuk@lpnu.ua; volodymyr.i.moroz@lpnu.ua

²Університет „Ченстоховська політехніка”,

вул. Армії Крайовей 17, 42-200, Ченстохова, Польща,

e-mail: o.makarchuk@el.pcz.czest.pl; dc@el.pcz.czest.pl

Мета представлено дослідження полягає у розробці математичної моделі розрахунку траєкторій феромагнітних робочих елементів (жорен) електромагнітного млина, що рухаються в обертовому магнітному полі під дією електродинамічних сил і сил гідродинамічного опору та обмежені простором робочої камери млина. Переміщення жорен описується рівняннями динаміки плоского руху двовимірного тіла довільної форми. Вимушуючі сили цього руху визначаються на підставі наближення таблично заданих функцій, що зв'язують модуль та напрям рівнодіючої сили, прикладеної до жорна, з його положенням в робочій камері та фазою результуючої МРС обмотки індуктора млина. Ці табличні функції отримані з результатів розрахунку магнітного поля всередині робочої камери, заповненої жорнами, у двовимірному квазістаціонарному наближенні та з використанням FEM-аналізу. Публікація містить алгоритм наближення цих табличних векторних функцій векторного аргументу, математичне формулювання задачі розрахунку траєкторій жорен та аналіз результатів математичних експериментів, які дають змогу оцінити адекватність моделі. Розроблений інструмент дає можливість кількісного аналізу процесу розмелювання/перемішування та допоможе у встановленні зв'язків між проектними параметрами електромагнітного млина та його продуктивністю. Бібл. 21, рис. 6.

Ключові слова: електромагнітний млин, розмелювання, перемішування, інтерполяція табличних функцій, наближення табличних функцій, плоский рух, FEM-аналіз.

Надійшла 16.12.2020

Остаточний варіант 26.10.2020

**ВДОСКОНАЛЕННЯ БАГАТОРІВНЕВОГО ВИПРЯМЛЯЧА У СКЛАДІ
ВОЛЬТОДОДАВЧОГО КАНАЛУ СИСТЕМИ ЖИВЛЕННЯ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ
ШЛЯХОМ ДЕКОМПОЗИЦІЇ ЙОГО ЕЛЕМЕНТІВ**

К.О. Липківський*, докт. техн. наук, **А.Г. Можаровський****, канд. техн. наук.
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: lypkivskyk@ukr.net ; AnatMozhrvsk@ukr.net

У системах живлення з відновлюваними джерелами енергії рівень вихідної напруги залежить від апріорі нестабільних метеорологічних умов довкілля. Це вимагає введення у такі системи накопичувача енергії (акумуляторної батареї) та організації відповідного вольтододавчого каналу (ВДК). У вихідному каскаді ВДК використовуються різні типи трансформаторно-ключових виконавчих структур (ТКВС), зокрема, багаторівневі випрямлячі (БРВ), одним з показників якості яких є ефективність використання напівпровідникових приладів. У роботі з метою підвищення цього показника запропоновано виконати декомпозицію БРВ на два послідовно з'єднані блоки, що дає змогу синтезувати нові схемотехнічні рішення ТКВС цього типу. На конкретних прикладах підтверджено можливість досягнення у двоблокових БРВ бажаної точності підтримання вихідної напруги за обмеженої кількості напівпровідникових приладів. Бібл. 14, табл. 2, рис. 4.

Ключові слова: трансформаторно-ключова виконавча структура, системи живлення постійного струму, вольтододавчий канал, багаторівневий випрямляч, декомпозиція елементів.

Проблема узгодження вимог споживачів до якості електричної енергії (ЕЕ) існує з початку її широкого використання у життєдіяльності людини. Уніфікація споживачів щодо параметрів живлення повністю не вирішує цю проблему, бо навіть у разі приєднання до загальної електромережі системно забезпечується незмінність лише частоти струму, а такий важливий параметр як напруга може коливатися (відхилятися) у деяких унормованих межах, або, навіть, на певний (щоправда, теж унормований) час виходити за них. На рівень напруги та її стабільність впливають також втрати ЕЕ у лініях приєднання (особливо – "слабких"), віддаленість споживачів, тощо. У автономних системах, особливо у системах з відновлюваними джерелами енергії (ВДЕ), швидкий розвиток яких сприяє поліпшенню екологічного стану довкілля і не призводить до зміни енергетичного балансу на планеті [1, 2], до цього додається суттєва нестабільність первинного джерела, що є наслідком апріорної його залежності від конкретних метеорологічних умов (сонячного випромінювання, швидкості вітру, тощо). Це вимагає введення у систему з ВДЕ накопичувачів ЕЕ (зокрема, акумуляторних батарей – АБ), які б у періоди суттєвого зменшення енергії первинного джерела віддавали б споживачеві (за необхідності – з проміжним перетворенням частоти струму) необхідну для його нормальної роботи додаткову електроенергію, накопичену в них у періоди, коли первинна енергія ВДЕ перевищує потреби споживача.

Необхідне регулювання доданої споживачеві ЕЕ пов'язане з організацією у системі з ВДЕ відповідного вольтододавчого каналу (ВДК). В разі системи змінного струму – це вольтододавчий трансформатор, вторинну обвитку якого введено у коло силового струму, а первинна живиться напругою, рівень якої повинен регулюватися у заданому діапазоні ΔU [3, 4, 5]. В системі постійного струму ця напруга подається у діагональ напівпровідникового мосту, увімкненого послідовно з навантаженням [6]. У нещодавно запатентованому рішенні такої системи [7] регулювання змінної напруги реалізується за допомогою трансформаторно-ключової виконавчої структури – ТКВС [8] (за західною термінологією – smart transformer [9, 10]), яка складається з трансформатора T_r з секціонованими обвитками та двох комутаторів – на первинному боці T_r з трьома парами зустрічно-паралельно ввім-

© Липківський К.О., Можаровський А.Г., 2021
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-3292-1360> ; ** <https://orcid.org/0000-0001-9801-2728>

кнутах тиристорів ($S_1=3$) та на вторинному – з двома ($S_2=2$). Вихідний каскад такого ВДК зображено на рис. 1. Регулювання напруги відбувається комутацією тиристорних пар, внаслідок якої цілеспрямовано змінюється коефіцієнт трансформації ТР. За дискретно-разового керування (discrete time control – DTC [11]) ця структура дає змогу отримати 6 (3×2) станів, яким відповідають шість рівнів напруги J , що додається ($J_1=6$). Загалом повна кількість рівнів вихідної напруги, з врахуванням режиму "транзит", коли діоди забезпечують пряму передачу енергії до навантаження, дорівнює $J_{1T}=J_1+1=7$. У такому разі крок регулювання напруги, що додається, ΔU_0 визначається заданим діапазоном зміни напруги ΔU та кількістю її рівнів – $\Delta U_0 = \Delta U / J_1$. Слід відзначити простоту схемотехнічного рішення [7] та, за умови використання DTC, й зручність регулювання, хоча при цьому доводиться вживати певних заходів задля уникнення можливості виникнення короткого замикання секцій обвитки Тр. До того ж, тут ефективність використання напівпровідникових приладів досить низька. Дійсно, якщо врахувати тільки тиристори (за п'яти парам, тобто $S=5$, їхня кількість $N=10$), то введений у [12] відповідний коефіцієнт $K_{em} = J/N = 6/10 = 0,6$, а з врахуванням й чотирьох діодів маємо $K_{em0} = J/N = 6/14 \approx 0,44$.

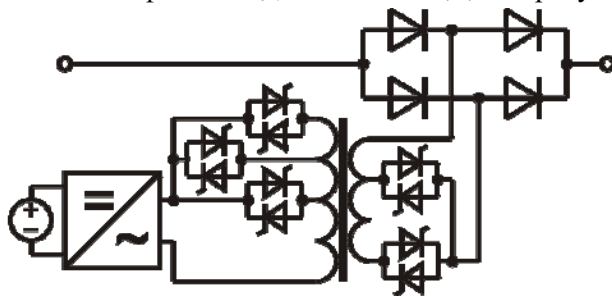


Рис. 1

Вмикання будь-якої однієї пари тиристорів (назвемо їхнє сполучення "стійкою") забезпечує пряму передачу енергії ("транзит") від первинного джерела постійного струму до споживача. Під час вмикання будь-яких двох стійок (одночасно працюють лише два тиристори) вступає у дію та секція обвитки (кілька секцій), крайні відводи якої (яких) підключені до спільних точок саме цих пар тиристорів. Зауважимо, що випадкове одночасне подавання керуючих сигналів на декілька чи навіть всі тиристори або їхнє вмикання через зовнішні чинники не призведе до аварійної ситуації, а їхнім наслідком буде лише підвищення вихідної напруги перетворювача на час тривалістю інтервалу комутації напівпровідникових ключів, який не перевищує півперіоду змінної напруги.

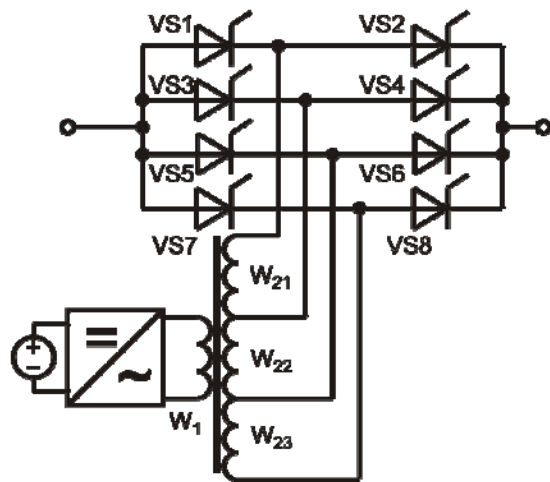


Рис. 2

1,5 рази більше ніж у [7]. Подальше збільшення кількості тиристорних стійок багаторівневого випрямляча у випадку секціонування обвитки трансформатора згідно з запропонованим у [14] законом веде до подальшого збільшення цього показника.

Все це свідчить, що запропонований у [13] варіант реалізації функції вольтододавання в системі живлення постійного струму оригінальним багаторівневим випрямлячем має суттєві переваги відносно схемотехнічного рішення [7], зокрема відзначається суттєво більшою ефективністю використання напівпровідникових приладів, спрощенням їхньої комутації. Проте багатоваріантність, апріорі

З метою покращення цього показника у [13] було запропоновано покласти реалізацію обох функцій – регулювання та випрямлення напруги змінного струму – на багаторівневий випрямляч, що складається з S паралельно з'єднаних пар послідовно з'єднаних тиристорів та трансформатора, секціонована вторинна обвитка якого має два крайні та ($S-2$) проміжних відводів, кожний з яких з'єднано зі спільною точкою відповідної пари тиристорів.

Для отримання тієї ж кількості нетотожних рівнів на виході вольтододавального каналу, що й у [7] ($J=6$) тут потрібно (рис. 2) лише чотири пари тиристорів ($N=8$) і жодного діода, за умови вибору таких виткових співвідношень трьох секцій: W_3 (розрахована на напругу одного кроку регулювання ΔU_0); $W_2 = 3W_3$ ($3\Delta U_0$); $W_1 = 2W_3$ ($2\Delta U_0$). У такому разі коефіцієнт ефективності використання тиристорів дорівнюватиме $K_e = 6/8 = 0,75$, що у 1,25 рази більше ніж у схемотехнічному рішенні з [7]. Процес формування заданих шести рівнів напруги та алгоритм комутації тиристорів випрямляча достатньо висвітлені в [13]. Якщо задіяти як у [7] 10 тиристорів (5 стійок), то отримуємо (за співвідношень витків у чотирьох секціях обвитки, нормованих по найменшій секції, 2:3:3:1 або 3:4:1:1) 9 рівнів напруги, що додається, тобто маємо $K_e = 9/10 = 0,9$, що у

притаманна ТКВС, стимулює до подальшого пошуку можливих шляхів вдосконалення перетворювачів і цього типу.

Метою роботи є підвищення ефективності використання напівпровідникових приладів багаторівневого випрямляча у вихідному каскаді вольтододавчого каналу системи живлення постійного струму шляхом декомпозиції його елементів.

Оскільки подальше нарощування кількості тиристорних стійок (та, відповідно, кількості секцій) у єдиному багаторівневному випрямлячі (ЄБРВ) буде вести до подальшого певного, але монотонного й достатньо повільного збільшення кількості станів ТКВС, що реалізуються, та, як наслідок, кількості рівнів напруги, що регулюється, пропонується піти іншим шляхом. А саме – поділом ЄБРВ з S тиристорними стійками на два блоки – B_A та B_B , які вмикаються послідовно з навантаженням у коло силового струму (черговість їхнього розміщення не має значення) (рис. 3). Ці блоки подібні, але не однакові: B_A містить S_A тиристорних стійок, а B_B – $S_B = S - S_A$ стійок. У такому разі в трансформаторі Tr виокремлюються дві вторинні секціоновані обвитки, що гальванічно не пов'язані між собою, відповідно з $M_A = S_A - 1$ та $M_B = S_B - 1$ секціями.

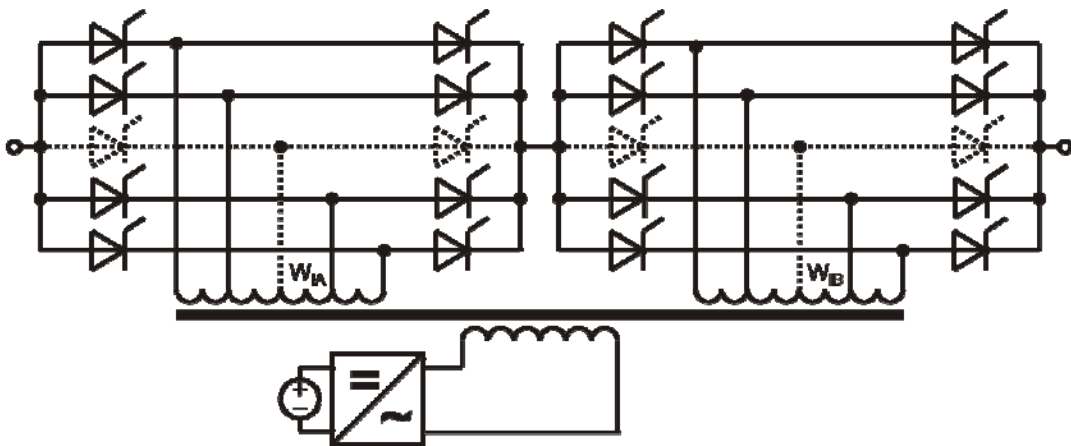


Рис. 3

Секції (та кількість витків у них) однієї обвитки, відводи між якими приєднуються до середніх точок тиристорних стійок B_A , позначаються через W_{iA} , а секції другої обвитки, відводи між якими приєднуються до середніх точок стійок B_B , – через W_{iB} . Секціонування кожної обвитки (тобто знаходження кількості витків у секціях, їхнє розташування) виконується для значень "своїх" S_A та S_B за законом, запропонованим у [14] для розрахунку секцій ЄБРВ з S тиристорними стійками. Тут, як і у [13], кожна обвитка містить секції трьох типів. Так у обвитці, пов'язаній з блоком B_A , це: секції з найменшою кількістю витків W_{3A} , розраховані на напругу кроку регулювання ΔU_0 (їхня кількість позначена через m_3); секції з найбільшою кількістю витків – W_{2A} (їхня кількість – m_{2A}) та єдина секція з проміжною кількістю витків $W_{1A} = W_{3A} - W_{2A}$ (тобто $m_{1A} = 1$). Аналогічно для обвитки, пов'язаної з B_B , маємо: W_{3B} (m_{3B}), W_{2B} (m_{2B}), W_{1B} (1). Задля зручності подальшого викладення матеріалу доцільно перейти до відносних параметрів, нормуючи витки всіх секцій по кількості витків найменшої секції W_{3A} ($W_{1A}^* = W_{1A} \cdot W_{3A}$, $W_{3A}^* = 1 \dots W_{iB}^* = W_{iB} \cdot W_{3A} \dots$).

Напруга, що додається, дорівнює заданій величині ΔU у стані ТКВС, коли в обох блоках задіяні усі секції обвиток Tr , тобто

$$\Delta U = \left(\sum_{i=1}^{M_A} W_{iA}^* m_{iA} + \sum_{i=1}^{M_B} W_{iB}^* m_{iB} \right) \Delta U_0. \quad (1)$$

З врахуванням отриманих у [14] емпіричних залежностей, можна записати вирази задля визначення кількості рівнів напруги J , що додаються, для кожного блоку

$$J_A = \left[2(S_A + 2)^2 - 25 + (-1)^{S_A} \right] / 8, \quad (2)$$

$$J_B = \left[2(S_B + 2)^2 - 25 + (-1)^{S_B} \right] / 8. \quad (3)$$

Оскільки кожний блок може працювати ще й у режимі "транзит", коли він не додає ніякої напруги, повні кількості робочих станів кожного блоку дорівнюють

$$J_{AT} = J_{AT+1} = \left[2(S_A + 2)^2 - 17 + (-1)^{S_A} \right] / 8, \quad (4)$$

$$J_{BT} = J_{B+1} = \left[2(S_B + 2)^2 - 17 + (-1)^{S_B} \right] / 8. \quad (5)$$

Внаслідок мультиплікативного характеру зв'язку між блоками (кожному стану B_A відповідає J_B станів B_B та навпаки – кожному стану B_B відповідає J_A станів B_A), загальна кількість станів та рівнів вихідної напруги (враховуючи рівень напруги первинного генератора)

$$J_{MT} = J_{AT} \times J_{BT}. \quad (6)$$

Діапазон регулювання напруг, що додається, також поділяється на два піддіапазони. "Нижній" – від $\Delta U_0 \cdot 0$ до $\Delta U_0 \cdot J_A$ – реалізується комутацією тиристорів B_A у разі знаходження B_B в режимі "транзит". Першою вступає в дію секція W_{3A} з найменшою кількістю витків, додаючи до напруги генератора напругу ΔU_0 . "Верхній" піддіапазон від $\Delta U_0 \cdot (J_A + 1)$ до $\Delta U_0 \cdot (J_{AT} - 1)$ реалізується комутацією обох блоків. Оскільки першою у B_B вступає в дію найменша у ньому секція W_{3B} , додаючи до напруги генератора напругу $\Delta U_0 (J_{AT} + 1)$, то $W_{3B}^* = W_{3A}^* (J_A + 1) = J_{AT}$. Відповідно таким же чином зростають й кількості витків секцій W_{iB}^* та W_{2B}^* .

Результати декомпозиції єдиного БРВ на два блоки було прослідковано на конкретних прикладах з різними кількостями тиристорних стійок S та за деякого прийняттого варіювання співвідношень S_A та S_B з метою пошуку найкращого рішення. Дані по п'яти таких прикладах з $S=6..10$ представлено у табл. 1 (колонки праворуч).

Таблиця 1

S	РН+В			ЄБРВ		2 БРВ				
	S_1	S_2	J_{1T}	$W_i^*(m_i)$	J_{2T}	S_A	S_B	$W_{Bi}^*(m_{Bi})$	$W_{Bi}^*(m_{Bi})$	J_{MT}
6	3	3	10	3(1); 4(2); 1(1)	14	2	4	1(1)	4(1); 6(1); 2(1)	14
						3	3	2(1); 1(1)	8(1); 4(1)	16
						4	2	2(1); 3(1); 1(1)	7(1)	14
7	4	3	13	3(1); 4(3); 1(2)	18	3	4	2(1); 1(1)	8(1); 12(1); 4(1)	28
						4	3	2(1); 3(1); 1(1)	14(1); 7(1)	28
8	4	4	17	4(1); 5(3); 1(3)	23	3	5	2(1); 1(1)	8(1); 12(2); 4(1)	40
						4	4	2(1); 3(1); 1(1)	14(1); 21(1); 7(1)	49
						5	3	2(1); 3(2); 1(1)	20(1); 10(1)	40
9	5	4	21	4(1); 5(4); 1(3)	28	4	5	2(1); 3(1); 1(1)	14(1); 21(2); 7(1)	70
						5	4	2(1); 3(2); 1(1)	20(1); 30(1); 10(1)	70
10	5	5	26	5(1); 6(4); 1(3)	34	4	6	2(1); 3(1); 1(1)	21(1); 28(2); 7(2)	98
						5	5	2(1); 3(2); 1(1)	20(1); 30(1); 10(1)	100
						6	4	3(1); 4(2); 1(2)	28(1); 42(1); 14(1)	98

Аналіз отриманих даних дає змогу, по-перше, зробити певні висновки щодо доцільного формування блоків, а саме: за парної кількості тиристорних стійок треба обирати $S_A = S_B = S_A/2$, що дає змогу отримати найбільшу кількість рівнів напруги, яка додається; за будь-якої кількості стійок варіанти з $S_B = S_A + \Delta S$ та $S_B = S_A - \Delta S$ (ΔS дорівнює 2 за парних S та 1 за непарних S) рівноцінні за цим основним показником. По-друге, але це – головне, за незначного збільшення S спостерігається стрімке зростання коефіцієнта ефективності використання напівпровідникових приладів. Так, зі збільшенням S з 6 до 9, тобто на 50%, K_e зростає до 3,9, тобто майже у 3 рази.

Задля порівняння показників запропонованої двоблокової структури багаторівневого випрямляча з варіантами використання у вольтододавчому каналі системи живлення постійного струму інших ТКВС, у табл. 1 (колонки ліворуч) наведено також значення кількості рівнів вихідної напруги, що реалізуються комплексом регулятор змінної напруги – випрямляч (рис. 1) та єдиним багаторівне-

вим випрямлячем (рис. 2) за однакової кількості тиристорних стійок $S=0,5N$. Як видно, за коефіцієнтом ефективності використання напівпровідникових елементів запропонована структура ТКВС має суттєві переваги, які зростають зі збільшенням кількості необхідних рівнів напруги, що додається. Так, для $S=7$ маємо $J_{MT}/J_{2T}=28/18=1,55$; $J_{MT}/J_{1T}=28/13=2,13$; для $S=10$ маємо $J_{MT}/J_{2T}=100/34=2,94$; $J_{MT}/J_{1T}=100/26=3,84$.

Для конкретизації порівняння розглянутих схемотехнічних рішень можна перейти від відносних одиниць та відсотків до порівняння за кількістю тиристорів у них, необхідних задля досягнення певної однакової (чи приблизно однакової) кількості рівнів напруги J , або похибки регулювання $\Delta U=0,5 \Delta U_0=0,5\Delta U/J$ за однакового діапазону зміни напруги, що додається. З даних, наведених у табл. 2 (лише двох кращих варіантів – ЄБРВ та двоблокового випрямляча), видно, що задля досягнення похибки, меншої за $\pm 2\%$, у ЄБРВ потрібно мати 9 стійок (18 тиристорів), а у запропонованій структурі – 7 стійок (14 тиристорів), тобто на 4 тиристори менше; для $\Delta U_{IT} \approx \pm 1\%$ ця економія сягає 8 тиристорів, для $\Delta U_{IT} \approx \pm 0,7\%$ – 12, для $\Delta U_{IT} \approx \pm 0,5\%$ – 16 тиристорів.

Щодо останніх двох значень похибок, то вони наведені лише як теоретично досяжні величини. Споживачі електроенергії в таких системах живлення практично не висувають такі жорсткі вимоги щодо точності регулювання напруги. Саме тому у цій роботі не пропонується подальше збільшення

Таблиця 2

		ЄБРВ	2БРВ	N_2/N_1	N_1-N_2
1	J_T	28	28	14/18=0,77	4
	N	18	14		
2	J_T	47	49	16/24=0,67	8
	N	24	16		
3	J_T	70	70	18/30=0,6	12
	N	30	18		
4	J_T	98	100	20/36=0,56	16
	N	36	20		

кількості працюючих блоків до, наприклад, трьох – вони будуть більш економічними за кількістю тиристорів лише за необхідності досягнення $\Delta U_{IT} < \pm 0,4\%$. Дійсно, за $S=10$ триблоковий БРВ може реалізувати $J_{3T}=112$ рівнів напруги, що співмірно з $J_{MT}=100$; лише за $S=11$ його перевага стає суттєвою – $S_{3T}=195 \gg 139=J_{MT}$, але, як вже зазначалося вище, такі значення лежать за практично потрібними межами.

Наостанок доцільно зупинитися на одній цікавій особливості багаторівневого випрямляча,

яка ілюструє ще один аспект багатоваріантності ТКВС. За двох або трьох тиристорних стійок в одному блоці одну з них можна замінити діодною стійкою. У такому разі у випадку, коли вимкнені всі тиристори, діодна стійка забезпечує режим "транзит", а в інших випадках випрямлення напруги здійснюють не чотири, а два тиристора та два діоди. На рис. 4 наведено двоблоковий БРВ ($S_A=S_B=0,5S=3$, $J_M=15$) з заміною тиристорних стійок обох блоків двома діодними стійками. Крім зазначеного вище спрощення керування, гарантованого забезпечення режиму "транзит" та, як наслідок, неперервності силового струму навіть за випадкових збоїв у системі управління, цей варіант відзначається певною економічністю. У запропонованій структурі похибка регулювання відносно діапазону зміни напруги, що додається, становить $\Delta U_{IT}=0,5\Delta U/J_M = \pm 3,36\%$. Проте, якщо ми хочемо стабілізувати вихідну напругу системи живлення, що розглядається, на рівні номінальної напруги генератора U_{IT} , то за її "просідання" (в разі зменшення енергії первинного джерела) до 40%, вольтододавчий канал повинен "компенсувати" недостатні 60% напруги, тобто $\Delta U=0,6$, і похибка стабілізації відносно U_{IT} буде становити $\Delta U_C = \pm 0,5 \times 0,6/15 = \pm 2,0\%$, а за "просідання" напруги на 30% – лише $\pm 1,0\%$. Таким чином, саме цей варіант ТКВС з 8 тиристорами та 4 діодами може за комплексом своїх характеристик виявитися найбільш прийнятним у багатьох випадках.

Висновки. Одним з доцільних шляхів забезпечення унормованої роботи споживачів електроенергії за нестабільності потужності первинного джерела живлення є організація відповідного вольтододавчого каналу. Запропонована у роботі декомпозиція трансформаторно-ключової виконавчої структури у вигляді багаторівневого випрямляча у вольтододавчому каналі джерела живлення постійного струму у разі секціонування обвоток його трансформатора за запропонованим у [14] законом, дала змогу синтезувати нові схемотехнічні рішення ТКВС цього типу, що відзначаються високою ефективністю використання напівпровідникових приладів та надійністю роботи.

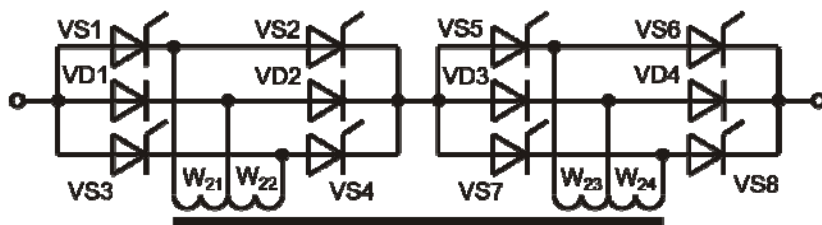


Рис. 4

Стаття написана під час виконання НДР "Бар'єр-2" (Розділ "Розвиток та узагальнення теорії трансформаторно-ключових виконавчих структур (ТКВС) перетворювачів напруги з урахуванням багатоваріантності схемотехнічних рішень та мультифізичності процесів"), державний реєстраційний номер 0117U007714 (КПКВК 6541030).

1. Кириленко О.В., Павловський В.В., Лук'яненко Л.М., Трач І.В. Проблеми інтеграції відновлюваних джерел електроенергії в слабкі електричні мережі. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 5. С. 25-26.
2. Statistics Time Series. URL: <https://www.irena.org/Statistics/View-Data-by-Topic/Capacity-and-Generation/Statistics-Time-Series> (дата звернення 01.09.2020).
3. Young Choon Chung. Alternating current power control device. US Patent 5808454, 1998.
4. Santilio F.P., Silva T.V., Oliveira J.C., Barbosa J.A.F. A computational and experimental performance analysis of an electromagnetic voltage regulator proposal throughout controlled series voltage injection. *Renewable Energies and Power Quality Journal (RE&PQJ)*. April 2012. Vol. 1. No 10. Pp. 767-772.
5. Singh D.K., Singh J., Ravela R.R. Design and Performance Study of Cost Effective Smart Servo Controlled Automatic Voltage Stabilizer. International Conference on *Electrical and Electronics Engineering (ICE3)*. Gorakhpur, India, February 14-15, 2020. Pp. 211-215. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICE348803.2020.9122815>
6. Timothy F. Glennon, Byron R. Mehl. Regulated AC/DC converter. US Patent 4739466, 1988.
7. Crane A.D., Blewi W.M. Power converters. US Patent 9800161B2, 2017.
8. Липковський К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. К.: Наукова думка, 1983. 216с.
9. Willems W., Vandoorn T.L., De Kooning, J.D., Vandeveld L., Development of a smart transformer to control the power exchange of a microgrid. 4th International Conf. *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT - Europe 2013)*. Lyngby, Denmark, October 6-9, 2013. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISGTEurope.2013.6695300>
10. Trentini A. The use of smart transformer in the presence of dispersed generation. Diss. Politecnico di Torino, 2018.
11. Bimal K Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. *IEEE Power Electronics Society Newsletter Fourth Quarter*. 2007. Vol. 19. No 4. Pp. 11-20.
12. Липковський К.А. Исполнительный орган дискретного стабилизатора напряжения переменного тока с декомпозицией ключевых элементов коммутатора. *Технічна електродинаміка*. 2006. № 2. С. 35-41.
13. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Організація вольтододавчого каналу в структурі відновлюваного джерела енергії постійного струму. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 5. С. 31-34. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.031>
14. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Особливості секціонування обвитки трансформуючого елемента трансформаторно-ключової виконавчої структури у вольтододавчому каналі системи живлення постійного струму. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 6. С. 25-31. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.025>

IMPROVEMENT OF A MULTILEVEL RECTIFIER AS PART OF A BOOSTER CHANNEL OF A DC POWER SUPPLY SYSTEM BY DECOMPOSITION OF ITS ELEMENTS

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

In power systems with renewable energy sources, the output voltage level depends on a priori unstable meteorological environmental conditions. This requires the introduction of an energy storage device (storage battery) into such systems and the organization of an appropriate booster channel (BC). In the output stage of the BDK, various types of transformer-and-switches executive structure (TSES) are used, in particular, multilevel rectifiers (MLR), one of the quality indicators of which is the efficiency of using semiconductor devices. In order to increase this indicator, it is proposed to perform the decomposition of the MLU from two series-connected blocks, which made it possible to synthesize new circuitry solutions for the TSES of this type. The possibility of achieving the desired accuracy of maintaining the output voltage with a limited number of semiconductor devices has been confirmed on specific examples. References 14, tables 2, figures 4.

Key words: transformer-and-switches executive structure, DC power systems, booster channel, multi-level rectifier, decomposition of elements.

1. Kirilenko O.V., Pavlovsky V.V., Lukanenko L.M., Trach I.V. Problems of integration of renewable energy sources into weak electric grids. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2012. No 5. Pp. 25-26. (Ukr)

2. Statistics Time Series. URL: <https://www.irena.org/Statistics/View-Data-by-Topic/Capacity-and-Generation/Statistics-Time-Series> (accessed at 01.09.2020)
3. Young Choon Chung. Alternating current power control device. US Patent 5808454, 1998.
4. Santilio F.P., Silva T.V., Oliveira J.C., Barbosa J.A.F. A computational and experimental performance analysis of an electromagnetic voltage regulator proposal throughout controlled series voltage injection. *Renewable Energies and Power Quality Journal (RE&PQJ)*. 2012. Vol. 1. No 10. Pp. 767-772.
5. Singh D.K., Singh J., Ravela R.R. Design and Performance Study of Cost Effective Smart Servo Controlled Automatic Voltage Stabilizer. International Conference on *Electrical and Electronics Engineering (ICE3)*. Gorakhpur, India, February 14-15, 2020. Pp. 211-215. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICE348803.2020.9122815>
6. Timothy F. Glennon, Byron R. Mehl. Regulated AC/DC converter. US Patent 4739466, 1988.
7. Crane A.D., Blewi W.M. Power converters. US Patent 9800161B2, 2017.
8. Lypkivskiy K.O. Transformer-and-Switches Executive Structures of Alternating Current Voltage Converters. Kiev: Naukova Dumka, 1983. 216 p. (Rus).
9. Willems W., Vandoorn T.L., De Kooning, J.D., Vandeveld L., Development of a smart transformer to control the power exchange of a microgrid. 4th International Conf. *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT - Europe 2013)*. Lyngby, Denmark, October 6-9, 2013. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISGTEurope.2013.6695300>
10. Trentini, Andrea. The use of smart transformer in the presence of dispersed generation. Diss. Politecnico di Torino, 2018.
11. Bimal K Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. IEEE Power Electronics Society Newsletter Fourth Quarter. 2007. Vol. 19. No 4. Pp. 11-20.
12. Lypkivskiy K.O. Executive body of discrete AC voltage stabilizer with decomposition of key switch elements. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2006. No 2. Pp. 35-41. (Rus)
13. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G. Organization of a boost channel in the structure of a renewable DC energy source. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 31-34. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.031> .
14. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G. Features of sectioning the turns of the transforming element of the transformer-key actuating structure in the boost channel of the DC power system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 6. Pp. 25-31. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.031> .

Надійшла 07.09.2020

**ЕНЕРГЕТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗОНАНСНОГО КОНВЕРТОРА
З ДОЗОВАНОЮ ПЕРЕДАЧЕЮ ЕНЕРГІЇ**

І.В. Волков^{1*}, чл.-кор. НАН України, **С.В. Подольний**^{2**}, канд.техн.наук

¹Інститут електродинаміки НАН України,

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

e-mail: ig.volkov@ukr.net

²Sentinel Power Quality FZE, UAE

Розглянуто варіанти розміщення імпульсного трансформатора в двоконтурному резонансному перетворювачі DC/DC типу з дозованим відбором і передачею енергії. Досліджено електромагнітні процеси вхідного і вихідного контурів з врахуванням втрат енергії в дроселях, діодах та транзисторах конвертора. На основі використання аналітично-числового методу обґрунтовано вибір коефіцієнту передачі трансформатора, що забезпечує максимальний ККД. Викладено методику оптимізації, придатну для застосування у разі варіації вхідних та вихідних параметрів перетворювача в широкому діапазоні можливих значень. Бібл. 3, рис. 7.

Ключові слова: резонансний перетворювач, конвертор, DC/DC, трансформатор, гальванічна розв'язка.

Вступ. Конвертори (імпульсні перетворювачі постійної напруги, DC/DC-перетворювачі) є чи не найбільш поширеними пристроями силової електроніки, що застосовуються у вторинних джерелах живлення різноманітної апаратури промислового, побутового та спеціального призначення [1]. Масове їхнє застосування актуалізує вимогу покращення енергетичних характеристик таких перетворювачів, що досягається як удосконаленням схемотехнічних рішень, так і оптимізацією режимів роботи та співвідношень між їхніми параметрами [2]. Об'єктом дослідження цієї статті є імпульсні транзисторні перетворювачі постійної напруги з дозованим відбором і передачею енергії з мережі постійного (випрямленого) струму до навантаження, які розроблено в ІЕД НАН України [3]. За рахунок фізичного розділення процесів накопичення і передачі енергії в навантаження цим перетворювачам властива підвищена надійність. Енергетичні та інші характеристики таких перетворювачів суттєво залежать від місця встановлення трансформатора, котрий гальванічно розв'язує систему живлення і навантаження (обов'язкова вимога ряду практичних застосувань) і розрахункової величини коефіцієнту передачі цього трансформатора та його варіацій в залежності від вибору параметрів реактивних елементів перетворювача.

Мета роботи полягає в тому, щоб знайти ці залежності і запропонувати рекомендації по розташуванню трансформатора та вибору його коефіцієнту передачі, який забезпечив би найкращий ККД для різних умов застосування.

Два варіанта розташування трансформатора (відносно дозуючого конденсатора C_0) показано на рис. 1: *a* – у вхідному контурі та *b* – у вихідному.

Обидві схеми містять випрямляч (однофазний або трифазний) із згладжуючим конденсатором C_{in} , що є вхідним для аналізованої нижче схеми; ізолюючий трансформатор Tp з коефіцієнтом трансформації n (обов'язковий для потужних конверторів); дозуючий конденсатор C_0 ; вихідний конденсатор C_{out} , підключений паралельно навантаженню R_n ; діод D_0 у зарядному ланцюгу дозуючого конденсатора та вузол з двох діодів D_1 , D_2 та транзисторного ключа $T2$, що забезпечують незалежні один від одного режими роботи двох контурів: першого (C_0 заряджається від C_{in}) і другого (C_0 розряджається на C_{out} через дросель L_2). Транзисторний ключ $T1$, що ініціює заряд C_0 , в схемі рис. 1, *a* знаходиться в первинній обмотці трансформатора, а в схемі рис. 1, *b* – безпосередньо послідовно з дроселем L_1 , який забезпечує резонансний заряд C_0 . Вводимо припущення, що струм намагнічування трансформатора малий і їм можна знехтувати.

Перший етап циклу починається з включення $T1$ та заряду дозуючого конденсатора до напруги, приблизно рівної подвійній напрузі вторинної обмотки трансформатора, за час, що дорівнює напівперіоду $T/2$ резонансної частоти f_r першого контуру. На другому етапі включається транзисторний ключ $T2$.

Трансформатор в першому контурі (рис. 1, a). Під час вибору схеми заміщення (одноконтурна чи двоконтурна) для розрахунку процесів у разі заряду дозуючого конденсатора слід враховувати, що Tp може мати 3 основних конструктивних виконання.

Перший: первинні та вторинні обмотки виконані з таким розрахунком, щоб їхні індуктивності розсіювання магнітного потоку забезпечували необхідну резонансну частоту розрядного контуру $f_r = 1/T$. **Другий:** обидві обмотки виконано з довільними індуктивностями розсіювання, а задля забезпечення заданої f_r послідовно з первинною обмоткою включається додатковий дросель з відповідною індуктивністю L_{13} (на рисунку не показаний). **Третій:** обидві обмотки також виконуються з довільними індуктивностями розсіювання, а задля забезпечення заданої f_r додатковий дросель з

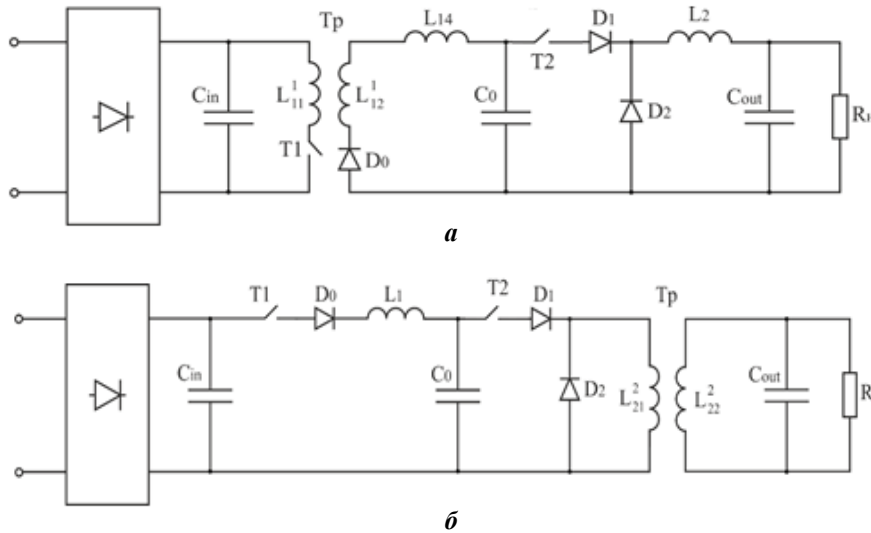


Рис. 1

відповідною індуктивністю L_{14} включається послідовно із вторинною обмоткою. Саме цьому третьому виконанню трансформатора відповідає рис. 1, а, де зображено додатковий дросель L_{14} . Якщо користуватися одноконтурною схемою заміщення для розрахунку системи, то для другого та третього варіантів треба заздалегідь розрахувати індуктивності додаткових дроселів, які залежать від n .

У статті пропонується користуватися двоконтурною схемою заміщення (рис. 2), в якій L_{11} і L_{12} позначено сумарні індуктивності електричних кіл

первинної та вторинної обмоток. Для трьох варіантів виконання трансформатора маємо відповідно: 1) $L_{11} = L_{11}^1$, $L_{12} = L_{12}^1$; 2) $L_{11} = L_{11}^1 + L_{13}$, $L_{12} = L_{12}^1$; та 3) $L_{11} = L_{11}^1$, $L_{12} = L_{11}^1 + L_{14}$. Такий підхід дає змогу в більш загальній формі дослідити залежність характеристик системи від коефіцієнту трансформації n .

Запишемо систему рівнянь вхідного контуру в операторній формі (Лапласа) з врахуванням резистивних втрат в дроселях та провідниках і статичних втрат в напівпровідникових елементах (втрати у трансформаторі вимагають особливого розгляду). На еквівалентній схемі рис. 2 їх символізують відповідно резистори R_{11} , R_{12} і елементи з незалежним від струму (таке прийняте допущення) падінням напруги ΔU_{11} і ΔU_{12} . Початкові величини напруги на конденсаторах позначено як U_{in} і U_0 . Маємо

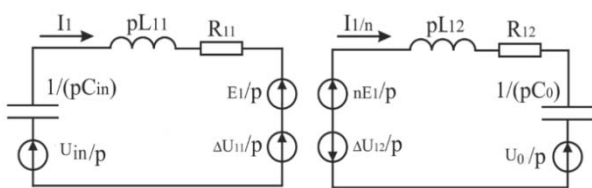


Рис. 2

$$\begin{cases} \frac{U_{in}}{p} - \frac{E_1}{p} - \frac{\Delta U_{11}}{p} = pL_{11}I_1(p) + I_1(p)R_{11} + \frac{1}{pC_{in}}I_1(p) \\ n \frac{E_1}{p} - \frac{U_0}{p} - \frac{\Delta U_{12}}{p} = \frac{pL_{12}I_1(p)}{n} + \frac{I_1(p)}{n}R_{12} + \frac{1}{pC_0} \frac{I_1(p)}{n} \end{cases} \quad (1)$$

Звідси струм первинної обмотки $I_1(p)$

$$I_1(p) = \frac{U_{in} - \Delta U_{11} - \frac{1}{n} \cdot \{U_0 + \Delta U_{12}\}}{p^2 \left\{ L_{11} + \frac{1}{n^2} L_{12} \right\} + p \left\{ R_{11} + \frac{1}{n^2} R_{12} \right\} + \frac{1}{C_{in}} + \frac{1}{n^2 C_0}} \quad (2)$$

Введемо позначення

$$\tilde{U}_0 = \frac{1}{n} \cdot U_0, \quad \tilde{C}_0 = n^2 C_0, \quad \Delta \tilde{U} = \Delta U_{11} + \frac{1}{n} \Delta U_{12}, \quad \tilde{L} = L_{11} + \frac{1}{n^2} L_{12}, \quad \tilde{R} = R_{11} + \frac{1}{n^2} R_{12} \quad (3)$$

та приведемо (2) до наступного вигляду:

$$I_1(p) = \frac{U_{in} - \tilde{U}_0 - \Delta \tilde{U}}{p^2 \tilde{L} + p \tilde{R} + \frac{1}{\tilde{C}}} = \frac{\Sigma U}{\tilde{L}} \cdot \frac{1}{p^2 + 2\delta p + \omega_0^2}, \quad (4)$$

$$\text{де } \tilde{C} = \frac{c_{in} \tilde{C}_0}{c_{in} + \tilde{C}_0} \cong \tilde{C}_0, \quad C_{in} \gg \tilde{C}_0, \quad \delta = \frac{\tilde{R}}{2\tilde{L}}, \quad \omega_0^2 = \frac{1}{\tilde{L}\tilde{C}}, \quad \Sigma U = U_{in} - \tilde{U}_0 - \Delta \tilde{U}.$$

Корені характеристичного рівняння $p^2 + 2\delta p + \omega_0^2 = 0$, за яких існує резонанс,

$$p_{1,2} = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} = -\delta \pm j\sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} = -\delta \pm j\tilde{\omega}, \quad (5)$$

де $\tilde{\omega}$ – кругова резонансна частота вхідного контуру з врахуванням втрат енергії.

Таким чином, струми первинної та вторинної обмоток трансформатора $i_1(t)$ та $i_2(t)$ у часовій області

$$i_1(t) = \frac{\Sigma U}{\tilde{L}\tilde{\omega}} e^{-\delta t} \cdot \sin \tilde{\omega} t, \quad i_2(t) = \frac{1}{n} \frac{\Sigma U}{\tilde{L}\tilde{\omega}} e^{-\delta t} \cdot \sin \tilde{\omega} t. \quad (6)$$

Отриманих рівнянь достатньо задля знаходження всіх складових втрат енергії в першому контурі

$$W_R = \int_0^\tau i^2(t) R dt, \quad W_{\Delta U} = \int_0^\tau i(t) \Delta U dt. \quad (7)$$

Ці втрати за час $\tau = \pi / \tilde{\omega}$, тобто за півперіод резонансної частоти, для кожного зі струмів (6) такі

$$W_R = \frac{\tilde{I}_m^2 R \tilde{\omega}^2 \cdot (1 - e^{-2\delta\frac{\pi}{\tilde{\omega}}})}{4(\delta^2 + \tilde{\omega}^2)}, \quad W_{\Delta U} = \frac{\tilde{I}_m \Delta U}{\delta^2 + \tilde{\omega}^2} \left(1 + e^{-\delta\frac{\pi}{\tilde{\omega}}} \right). \quad (8)$$

Енергія, яка накопичена в дозуючому конденсаторі C_0 за той же час

$$W_{out} = \frac{1}{2nC_0} \left[\frac{\tilde{I}_m \tilde{\omega}}{(\delta^2 + \tilde{\omega}^2)} \left(1 + e^{-\delta\frac{\pi}{\tilde{\omega}}} \right) \right]^2. \quad (9)$$

З урахуванням останніх рівнянь ККД вхідного контуру

$$\eta = 100 \cdot \frac{W_{out}}{W_{out} + W_{R11} + W_{R12} + W_{\Delta U11} + W_{\Delta U12}} \%. \quad (10)$$

Трансформатор у другому контурі (рис. 1, б). Двоконтурну схему заміщення показано на рис. 3, де L_{21} і L_{22} позначено сумарні (як і в розглянутому вище випадку) індуктивності електричних кіл первинної та вторинної обмоток трансформатора у випадку підключення його згідно рис. 1, б.

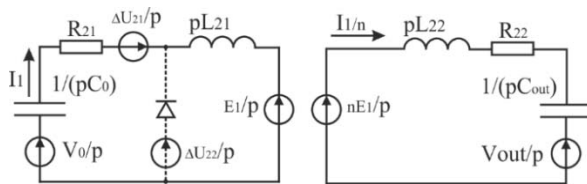


Рис. 3

Вона аналогічна попередній, але дозуючий C_0 і вихідний C_{out} конденсатори міняються місцями. Пояснення щодо втрат у напівпровідникових елементах ΔU_{21} та ΔU_{22} наведено далі.

Передача енергії в конденсатор C_{out} відбувається у два кроки. На першому кроці конденсатор C_0 розряджається з резонансною частотою $\tilde{\omega}$ (близькою до резонансної частоти першого контуру тому, що

$L_{21} = L_{12}$ за визначенням), і струм у первинній обмотці змінюється по аналогії з (2). Таким чином

$$i_1(p) = \frac{U_0 - \Delta U_{21} - n^{-1}U_{out}}{p^2 \{L_{21} + n^{-2}L_{22}\} + p \{R_{21} + n^{-2}R_{22}\} + (C_0)^{-1} + (n^2 C_{out})^{-1}}.$$

Виконаємо обернене перетворення Лапласа та отримаємо

$$i_1(t) = L^{-1} \{i_1(p)\} = \frac{\Sigma U}{\tilde{Z}} e^{-\delta t} \cdot \sin(\tilde{\omega} t), \quad (11)$$

де $\tilde{Z} = \sqrt{\tilde{Z}_0^2 - 0,25\tilde{R}^2}$, $\tilde{R} = R_{21} + n^{-2}R_{22}$, $\delta = \tilde{R}(2\tilde{L})^{-1}$, $\tilde{C} = C_{out}\tilde{C}_0(C_{out} + \tilde{C}_0)^{-1} \cong \tilde{C}_0$, $\Sigma U = U_0 - \Delta U_{21} - n^{-1}U_{out}$, $\tilde{L} = L_{21} + n^{-2}L_{22}$.

У момент повного розряду C_0 цей струм i , відповідно, $i_2(t) = i_1(t) / n$ максимальний або близький до максимуму, а $U_{C0} = 0$. Щоб передати у C_{out} всю накопичену енергію магнітного поля цих струмів необхідно використовувати шунтуючий діод D_2 з боку первинної обмотки. Використання цього діода призводить до появи другого кроку розряду C_0 – з резонансною частотою $\tilde{\omega}_2$, яка значно менше $\tilde{\omega}$, тобто процес передачі магнітної енергії розтягується у часі. Приклад такого дворезонансного режиму наведено на рис. 4.

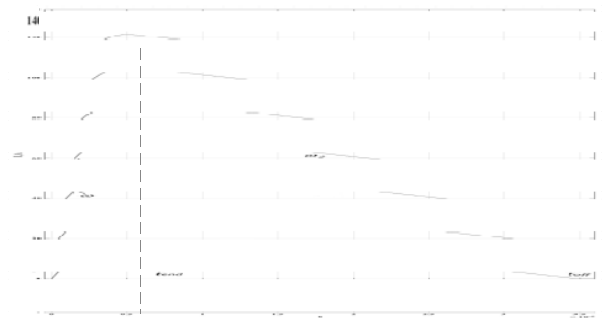


Рис. 4

Втрати енергії на першому кроці не є аналогом рівнянь (8), оскільки час t_{end} закінчення першого кроку розряду C_0 менший ніж $\tau = \pi$ рад. Для їхнього визначення скористуємося готовими результатами, наведеними для цього випадку в [3]

$$W_R = \frac{\tilde{I}_m^2 R_{21}}{4} \left(\frac{1}{\delta^2 + \tilde{\omega}^2} \left[\delta e^{-2\delta t_{end}} \cos(2\tilde{\omega} t_{end}) - \omega e^{-2\delta t_{end}} \sin(2\tilde{\omega} t_{end}) - \delta \right] - \frac{1}{\delta} \left[e^{-2\delta t_{end}} - 1 \right] \right), \quad (12)$$

$$W_{\Delta U} = \frac{\tilde{I}_m \Delta U_{21}}{\delta^2 + \tilde{\omega}^2} \left(e^{-\delta t_{end}} \left[-\tilde{\omega} \cos(\tilde{\omega} t_{end}) - \delta \sin(\tilde{\omega} t_{end}) \right] + \frac{\tilde{\omega}}{\delta^2 + \tilde{\omega}^2} \right). \quad (13)$$

На другому кроці система віддає накопичену магнітну енергію у вихідний конденсатор C_{out} , струми розряду C_0 в первинній та вторинній обмотках описуються рівняннями

$$i_{21}(t) = \tilde{I}_{m2} e^{-\delta t} \sin(\tilde{\omega}_2 t + \theta), \quad i_{22}(t) = n^{-1} \tilde{I}_{m2} e^{-\delta t} \sin(\tilde{\omega}_2 t + \theta), \quad (14)$$

а втрати W_{R2} та $W_{\Delta U2}$ – рівняннями

$$W_{\Delta U2} = \frac{\tilde{I}_{m2} \Delta U_{22}}{\delta^2 + \tilde{\omega}_2^2} \left[\tilde{\omega}_2 \left(\cos(\theta) + e^{-\delta t_{off}} \right) + \delta \sin(\theta) \right], \quad (15)$$

$$W_{R2} = \tilde{I}_{m2}^2 R_{22} \left(\frac{1}{4(\delta^2 + \tilde{\omega}_2^2)} \left[\delta e^{-2\delta t_{off}} - \delta \cos(2\theta) + \tilde{\omega}_2 \sin(2\theta) \right] + \frac{1}{4\delta} \left[1 - e^{-2\delta \frac{\pi - \theta}{\tilde{\omega}_2}} \right] \right),$$

де t_{off} – тривалість другого кроку.

Відповідно ККД вихідного контуру

$$\eta = \frac{100 W_{out}}{W_{out} + W_{R21}(1,2) + W_{R22}(1,2) + W_{\Delta U21}(1) + W_{\Delta U12}(2)} \%, \quad (16)$$

де $W_{R21}(1,2)$, $W_{R22}(1,2)$ – сумарні активні втрати першого і другого кроку згідно (13) і (15).

Шляхом перемноження ККД з рівнянь (10) та (16) можемо отримати ККД системи в цілому. Але того ж результату можливо досягти менш громіздким способом. Енергія W_{out} , що передається у кожному циклі в вихідний конденсатор для випадку системи без втрат, дорівнює енергії, накопиченій у цьому циклі в дозуючому конденсаторі W_{C_0} , тобто

$$W_{out} = W_{C_0} - (W_{R21}(1,2) + W_{R22}(1,2) + W_{\Delta U21}(1) + W_{\Delta U12}(2)). \quad (17)$$

Позначимо сумарні втрати енергії як δW_2 , тоді (16)

набуває вигляду

$$\eta = 100 \cdot (W_{C_0} - \delta W_2) (W_{C_0})^{-1} \%. \quad (18)$$

Враховуючи (10), ККД всієї системи (обох контурів)

$$\eta = 100 \cdot (W_{C_0} - \delta W_2) (W_{C_0} + \delta W_1 + \delta W_2)^{-1} \%. \quad (19)$$

Проаналізуємо характер зміни ККД деякої конкретної системи в залежності від зміни коефіцієнта трансформації та добротності індуктивностей (рис. 5). Потужність системи $P = 10$ кВт, частота $f_r = 50$ кГц, вхідна напруга $U_{in} = 515$ В, напруга вихідного конденсатора $U_{out} = 200$ В, втрати напруги на IGBT-транзисторах 1.7 В, на діодах – 0.7 В, добротність індуктивностей змінюється у діапазоні (200...250), коефіцієнт трансформації – (0.3...3). Як видно з рис. 5, система більш чутлива до зміни добротності, ніж до коефіцієнту трансформації. Причому підвищення n призводить до зниження ККД системи. Розглянемо це явище за фіксованого значення добротності, наприклад, $Q=215$.

На рис. 6 показано залежність максимальної амплітуди струму другого контуру від коефіцієнту трансформації; ступінчаста функція представляє собою границю, за якою вся накопичена в C_0 енергія передається у вихідний конденсатор (на рис. 5 цю границю позначено ступінчастим зменшенням ККД). Рис. 7 демонструє практично лінійний спад ККД зі збільшенням n . Бачимо, що незважаючи на очікуване зменшення амплітуди струму із зростанням n (рис. 6), сумарні втрати всієї системи збільшуються в межах біля двох відсотків (рис. 7). Таким чином існує протиріччя між бажанням мати найбільший ККД та найменшу амплітуду струму, яка обумовлює вартість напівпровідникових елементів. Якщо орієнтуватися на максимальний ККД, доцільно вибирати коефіцієнт трансформації найбільш близький до лівої границі ступінчастої функції, що показано на рис. 6.

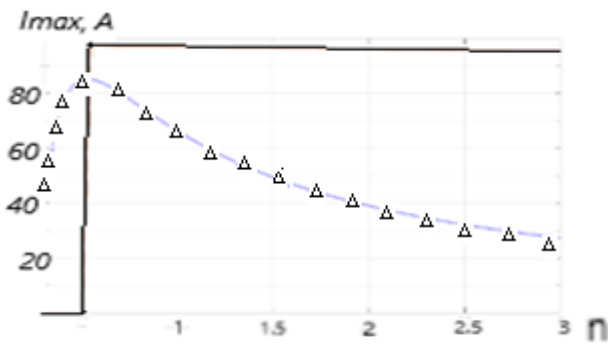


Рис. 6

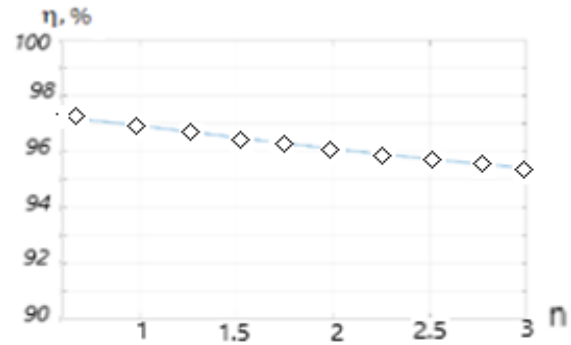


Рис. 7

Висновки. Одержані аналітичні залежності енерговтрат в елементах перетворювача від параметрів цих елементів та коефіцієнту трансформації дають змогу оптимізувати ККД перетворювача для обох варіантів включення резонансного трансформатора – як у контурі заряду дозуючого конденсатора, так і в контурі його розряду.

Якщо вхідна напруга U_{c_0} суттєво вища необхідної вихідної напруги U_{out} , встановлення трансформатора в контурі заряду дозуючого конденсатора за $n \leq 1$ надає більше оптимізаційних можливостей, оскільки цей коефіцієнт напряму впливає на всі компоненти рівняння (18). Одержані аналітичні залежності дають змогу виконати таку оптимізацію шляхом ітерації області прийнятних рішень відносно пріоритетних критеріїв – наприклад, максимум ККД за обмежень на вартість чи мінімум вартості за фіксації мінімально допустимого ККД). Хоча поліпшення ККД обмежене лише двома відсотками (з 0.95 до 0.97), воно може стати вирішальним у багатосерійному виробництві перетворювачів такого типу, наприклад, задля використання як стабілізованого джерела вторинного електроживлення на АТС.

Розміщення трансформатора у контурі розряду дозуючого конденсатора майже не впливає на ККД системи за $n \geq 1$, але такий варіант є пріоритетним з точки зору узгодження рівнів напруг, і, звичайно, єдино можливим для багатоканальних перетворювачів з різними рівнями вихідної напруги каналів.

Роботу виконано за бюджетною темою «Розроблення теорії та принципів побудови енергоефективних перетворювальних пристроїв стабілізації та регулювання параметрів електромагнітної енергії для систем живлення електротехнологічних комплексів (шифр СИГМА-Ш4)», КПКВК 6541030.

- Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания. М.: Энергоатомиздат, 1988. 296 с.
- Asadi F., Eguichi K. Dynamics and control of DC/DC Converters. N.Y.: M.C.Publishers, 2018. 230 с.
- Волков И.В., Подольный С.В. Импульсный резонансный преобразователь постоянного напряжения с дозированным отбором и передачей энергии. *Техн. електродинаміка*. 2020. № 1. С.10-16.
DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.01.010>

ENERGY CHARACTERISTICS OF THE RESONANT TYPE CONVERTER WITH METERED ENERGY TRANSMISSION

I.V. Volkov¹, S.V. Podolny²

¹Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine

pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: ig.volkov@ukr.net

²Sentinel Power Quality FZE, UAE

This article investigated two cases of impulse transformer location selection in the DC-DC type two-step resonant converter, which fully segregates processes of taking and transferring energy between the input and its load. The electromagnetic processes during energy taking/transferring were studied, including active and static losses in the converter elements. Based on the suggested analytical-numerical method, the criteria for selecting the impulse transformer optimal transformation ratio, from the system efficiency point of view, was derived. The proposed optimization technique can be applied to a wide variety of input and output parameters. References 3, figures 7.

Key words: resonant converter, DC / DC, transformer, galvanic isolation.

- Severns R.S., Blum G. Pulse DC voltage converters for secondary power supply. Moskva: Energoatomizdat, 1988. 296 p. (Rus)
- Asadi F., Eguichi K. Dynamics and control of DC/DC Converters. N.Y.: M.C.Publishers, 2018. 230 с.
- Volkov I.V., Podolny S.V DC/DC converter with metered energy extraction and transmission. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 1. Pp.10-16. (Rus) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.01.010>

Надійшла 20.07.2020

Остаточний варіант 10.08.2020

ВПЛИВ РЕЖИМНИХ І ЕКСПЛУАТАЦІЙНИХ ФАКТОРІВ НА ДЕМПФЕРНУ СИСТЕМУ РОТОРА ЯВНОПОЛЮСНОЇ СИНХРОННОЇ МАШИНИ

Ю.М. Васьковський*, докт.техн.наук, **О.А. Гераскін****, канд.техн.наук
НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна,
e-mail: vun157@gmail.com, nirbikalpasamadhi@ukr.net

Досліджено фізичні процеси в демпферній системі ротора явнополіусної синхронної машини, які викликають поступову руйнацію її конструкції. Зокрема, досліджено розподіли струмів, температури і термомеханічних напружень в стрижнях демпферної системи у разі її роботи в асинхронному і несиметричному режимах, а також появи ексцентриситету ротора. Розроблено польову математичну модель, що враховує спільну дію трьох фізичних полів різної природи: електромагнітного, температурного і поля термомеханічних напружень, і дає змогу оцінити нагрів і термомеханічні навантаження в демпферній системі ротора явнополіусної синхронної машини. За результатами аналізу визначено нагрів і термомеханічні навантаження елементів конструкції й надано рекомендації щодо її конструктивного удосконалення. Бібл. 9, рис. 9, табл. 1.

Ключові слова: явнополіусна синхронна машина, демпферна система, асинхронний і несиметричний режими, температура, термомеханічні напруження і деформації.

Вступ. Демпферна система ротора (ДСР) явнополіусної синхронної машини (ЯСМ) виконує важливі експлуатаційні функції щодо утримання ЯСМ в синхронному режимі роботи у разі виникнення раптових зовнішніх збурень: зміни напруги живлення або моменту навантаження на валу ротора, короткочасної втрати струму в обмотці збудження, тощо. Зокрема, ДСР ефективно гасить коливання швидкості ротора, що виникають внаслідок зазначених зовнішніх збурень, а також може забезпечувати короткочасну роботу ЯСМ в асинхронному режимі у випадку її раптового випадання з синхронного режиму роботи.

Вважається, що конструкція ДСР є досить простою і за правильного вибору параметрів струмонесучих стрижнів характеризується високою надійністю експлуатації. Але останнім часом в ЯСМ спостерігається збільшення числа випадків ушкодження та руйнації конструкції ДСР зі значними техніко-економічними втратами. Відірвані елементи конструкції ДСР – стрижні або торцеві короткозамикаючі елементи – під дією відцентрових сил зміщуються в повітряний проміжок і ушкоджують конструкцію статора. Ці випадки часто спостерігаються в потужних ЯСМ, наприклад, гідрогенераторах [1]. Зокрема, в гідрогенераторі потужністю 22,5 МВт Київської ГЕС мали місце випадки повної руйнації ДСР полюсів, а саме: відрив стержнів полюсу від короткозамикаючого кільця, а також тертя полюсів ротора об осердя статора внаслідок появи ексцентриситету ротора.

Збільшення таких аварій пов'язують з поступовою деградацією ДСР внаслідок тривалої експлуатації ЯСМ й відпрацюванням гарантійних термінів їхньої роботи. З огляду на старіння існуючого парку потужних електричних машин, які, однак, ще тривалий час будуть знаходитися в експлуатації, зазначена проблема набуває важливого практичного значення, потребує системного дослідження і розробки рекомендацій щодо удосконалення ДСР [2, 3, 8, 9].

В попередніх наукових працях авторів [2, 3] висунута гіпотеза, яка пов'язує поступову руйнацію ДСР з нерівномірним нагрівом її стрижнів. Було відмічено, що в процесі функціонування ДСР внаслідок різного лінійного температурного розширення окремих її стрижнів в торцевих короткозамикаючих елементах виникають несиметричні термомеханічні напруження, які набувають небезпеч-

них величин. Несиметричні термомеханічні напруження циклічно повторюються у пусках і зупинках ЯСМ, виникають в неномінальних режимах роботи і, як наслідок, призводять до втоми матеріалів і відриву стрижнів від торцевих короткозамикаючих елементів ДСР та її руйнації.

Задля комплексної оцінки впливу режимних і експлуатаційних факторів на зазначений деструктивний процес та отримання обґрунтованих висновків і рекомендацій щодо його запобігання важливо провести порівняльний аналіз дії зазначених факторів. Під режимними факторами мається на увазі робота ЯСМ в синхронному, асинхронному і несиметричному режимах за відсутності ушкоджень конструкції, а до експлуатаційних факторів можна віднести роботу ЯСМ за появи ушкоджень конструкції ротора, які виникли в процесі тривалої експлуатації ЯСМ і, перш за все, появи нерівномірного повітряного проміжку між статором і ротором, викликаного статичним ексцентриситетом (СЕ) ротора ЯСМ.

Метою роботи є виявлення та дослідження особливостей фізичних процесів в ДСР ЯСМ, які спричиняють деградацію їхніх конструкцій. Зокрема, досліджуються розподіли струмів, температури і термомеханічних напружень в стрижнях ДСР у разі роботи ЯСМ в асинхронному і несиметричному режимах, а також появи статичного ексцентриситету ротора. Дослідження виконуються методами математичного моделювання на основі польових математичних моделей.

Математична модель враховує спільну дію трьох фізичних полів різної природи: електромагнітного, температурного і поля термомеханічних напружень.

Електромагнітне поле в сталому режимі роботи в межах поперечного перерізу ЯСМ в декартових координатах відносно комплексної амплітуди осьової складової \dot{A}_z векторного магнітного потенціалу описується квазістационарним рівнянням

$$\operatorname{rot}\left(\frac{1}{\mu}\operatorname{rot}\dot{A}_z\right)-j\omega_1s\gamma\dot{A}_z=-\dot{J}_{zcm}, \quad (1)$$

$\omega_1 = 2\pi f_1$ – кутова частота струму статора; s – ковзання ротора; μ – магнітна проникність; γ – електропровідність; J_{zcm} – густина сторонніх струмів (в пазах статора і обмотці збудження). Рівняння (1) доповнюється однорідними граничними умовами першого роду $A_z|_G=0$ на лінії G зовнішньої поверхні ярма статора і дає змогу розрахувати поле машини в асинхронному і синхронному режимах роботи. В синхронному режимі приймається $s = 0$.

Задля чисельного розв'язання рівняння (1) використовується *метод багатопозиційних розрахунків* з урахуванням заданої швидкості обертання ротора [2, 4]. Для обраного інтервалу часу T , на якому аналізується електромагнітний процес, обирається крок по часу Δt і виконується серія розв'язків рівняння (1) поля з урахуванням зміни кутового положення ротора і величин струмів фаз статора, які відбуваються за час Δt . Тобто, у кожному з положень ротора розраховується сталий гармонійний електромагнітний процес. Після розрахунків достатньої кількості окремих задач за різних положень ротора і різних значеннях струму статора та їхнього об'єднання отримують шукані залежності як функції часу. Згідно зазначеного методу розрахунку для кожного поточного моменту часу $t_k = 0 \dots T$ в межах сформованої геометрії розрахункової області рівняння (1) розв'язується за відповідних цьому моменту часу величинах густини струмів фаз статора, які визначаються за формулами

$$\begin{aligned} \dot{J}_{A_{ст}} &= J_m \cos \alpha_k, \\ \dot{J}_{B_{ст}} &= J_m [\cos(\alpha_k + 2\pi/3) + j \sin(\alpha_k + 2\pi/3)], \\ \dot{J}_{C_{ст}} &= J_m [\cos(\alpha_k + 4\pi/3) + j \sin(\alpha_k + 4\pi/3)], \end{aligned} \quad (2)$$

де $J_m = I_m u_{\Pi\Pi} / S_{\Pi\Pi}$ – амплітуда густини струму у фазах обмотки статора; $u_{\Pi\Pi}$ – число послідовно з'єднаних провідників у пазу статора; $S_{\Pi\Pi}$ – площа перерізу паза статора; $\alpha_k = \omega_R t_k$, ω_R – кутова швидкість обертання ротора, $t_k = t_{k-1} + \Delta t$, $k = 1, \dots, N$; N – кількість кроків по часу.

Величина μ в кожній точці розрахункової області, де знаходяться феромагнітні матеріали, визначається у процесі чисельного розв'язання рівняння (1) ітераційним методом за заданими кривими намагнічування. Електропровідність задається тільки в пазах полюсів ротора, в яких розташовані електропровідні стрижні ДСР. Електропровідність в пазах статора приймається рівною нулю, але при

цьому в пазах задається стороння густина струмів за формулами (2). Густина струмів в обмотках ротора J_2 задаються як сталі величини у відповідності із заданими величиною струму збудження і площею перерізу котушок збудження.

Складові вектора магнітної індукції визначаються за співвідношеннями

$$\dot{B}_x = \partial \dot{A}_z / \partial y, \quad \dot{B}_y = \partial \dot{A}_z / \partial x. \quad (3)$$

Індукована в електропровідних стрижнях ДСР густина струму визначається

$$\dot{J}_z = (\partial \dot{B}_y / \partial x - \partial \dot{B}_x / \partial y) / \mu. \quad (4)$$

Теплові втрати потужності в стрижнях ДСР визначаються на основі виразу (4)

$$Q(x, y) = \left| \dot{J}_z(x, y) \right|^2 / \gamma. \quad (5)$$

Теплові втрати в обмотках статора і ротора у разі потреби знаходяться звичайним способом за відомих активних опорів обмоток і заданих значеннях струмів в обмотках.

Математична модель температурного поля базується на стаціонарному диференціальному рівнянні теплопровідності. В декартових координатах у двовимірній постановці рівняння записується в наступному вигляді:

$$\lambda \left[\frac{\partial^2 \theta(x, y)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \theta(x, y)}{\partial y^2} \right] = -Q(x, y), \quad (6)$$

де $\theta(x, y)$ – невідома функція розподілу температури; λ – коефіцієнт теплопровідності; $Q(x, y)$ – об'ємні питомі джерела теплового поля, Вт/м³, якими є втрати потужності в обмотках ЯСМ у разі роботи в номінальному синхронному режимі, а також в стрижнях ДСР в асинхронному режимі за заданому ковзанні або в несиметричному режимі роботи.

На границі, що є зовнішньою поверхнею ротора, і на внутрішній поверхні розточка статора задаються граничні умови третього роду

$$\lambda \frac{\partial \theta}{\partial n} = -\alpha(\theta - \theta_c), \quad (7)$$

де θ_c – температура охолоджуючого повітря ($\theta_c = 40$ °C), α – коефіцієнт тепловіддачі з поверхонь статора і ротора в охолоджуюче повітря.

В моделі теплового поля необхідно адекватно відобразити процес передачі тепла від мідного стрижня ДСР до магнітопроводу полюсних наконечників через контактну поверхню «стрижень-стінка пазу». З огляду на суттєву шорсткість дотичних поверхонь, неоднорідну (шихтовану) структуру магнітопроводу полюсів тепло передається, в основному, через газові проміжки, що заповнюють простір між виступами в контактній зоні, а також через невеликі ділянки безпосереднього контакту зазначених дотичних поверхонь. За даними літературних джерел [6, 7] для необроблених поверхонь фактична площа механічного контакту складає незначну частину загальної площі дотичних поверхонь – не перевищує 1...2 % загальної площі. Слід також враховувати вплив відцентрових сил, які відтискають стрижень від дна паза, в якому він знаходиться, а також те, що передача тепла в зоні контакту відбувається не через хімічно чисту мідь, а через оксид міді, який покриває поверхню мідного стрижня і має невеликий коефіцієнт теплопровідності. Ці фактори спричиняють суттєвий перепад температури між зазначеними поверхнями.

У цілому явище теплового контактного опору являє складну недостатньо визначену задачу. В роботі цей опір моделюється наступним чином. Між поверхнями стрижня і паза магнітопроводу розміщується контактний шар товщиною $d=0,5$ мм. Еквівалентна теплопровідність шару розраховується за формулою

$$\lambda_{ш} = 0,98\lambda_{нов} + 0,02\lambda_{CuO},$$

де $\lambda_{нов}$ і λ_{CuO} – відповідно, теплопровідність повітря і оксиду міді, а числові коефіцієнти відображають співвідношення площин контактних поверхонь згідно з [7]. Результируючий тепловий контактний опір відображається формулою $R = d / \lambda_{ш}$ і добре корелюється з даними літературних джерел. В даному випадку еквівалентна теплопровідність контактного шару дорівнює

$$\lambda_{ш} = 0,98 \cdot 0,025 + 0,02 \cdot 1,017 = 0,035 \text{ (Вт/(м} \cdot \text{°C))}.$$

Основними величинами у дослідженні температурного поля ЯСМ є: максимальна температура в елементах активної зони, зокрема, в стрижнях ДСР, в осерді полюсів ротора, а також максимальне значення градієнта температури.

Математична модель напружено-деформованого стану базується на системі диференціальних рівнянь в часткових похідних, яка використовується під час розв'язання стаціонарних задач структурної механіки і в загальному вигляді має наступний вигляд:

$$0 = \nabla \cdot FS + \vec{F}, \quad F = \nabla u + I, \quad (8)$$

де ∇ – оператор диференціювання Гамільтона; S – тензор зусилля; F – тензор градієнта деформації; u – X -складова деформації (зміщення); v – Y -складова деформації (зміщення); ∇u – градієнт зміщення; I – момент інерції, ρ – густина матеріалу, \vec{F} – вектор розподіленої масової сили (відцентрова сила при обертанні тіла, сила тяжіння, сила температурної деформації).

Основною розрахунковою величиною для аналізу напружено-деформованого стану є тензор механічного напруження за фон Мізесом, який характеризує усереднене значення механічних напружень, що виникають в одиниці об'єму матеріалу під впливом спільної дії силових факторів різного просторового напрямку і різної фізичної природи.

Збільшення лінійних розмірів (довжин) стрижнів на полюсі ротора за їхнього нагрівання на величину $\Delta\theta_k$ розраховується за формулою

$$\Delta L_k = \alpha_L \cdot L \cdot \Delta\theta_k, \quad k = \overline{1, N}, \quad (9)$$

де N – число стрижнів на полюсі; α_L – коефіцієнт лінійного розширення (для міді його значення дорівнює $\alpha_L = 16,7 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$); L – довжина стрижня.

Чисельна реалізація наведеної математичної моделі виконана методом скінченних елементів в програмному комплексі Comsol Multiphysics. Дослідження термомеханічних напружень в ДСР проводилися в межах одного полюса на основі тривимірної моделі.

Розв'язок двовимірної задачі для електромагнітного поля (1) – (5) дає змогу знайти струми лише в пазових частинах стрижнів ДСР. Задля знаходження струмів в поперечних торцевих короткозамикаючих елементах (ТКЕ) ДСР в програмі National Instruments Multisim було додатково розроблено ланцюгову модель для аналізу розподілу струмів в усіх елементах ДСР ротора, зокрема і в ТКЕ. Фрагмент зазначеної моделі для одного полюсу показано на рис. 1. Струми замикаються в контурах ДСР на полюсі, що складений з 6-ти стрижнів і 5-ти сегментів ТКЕ.

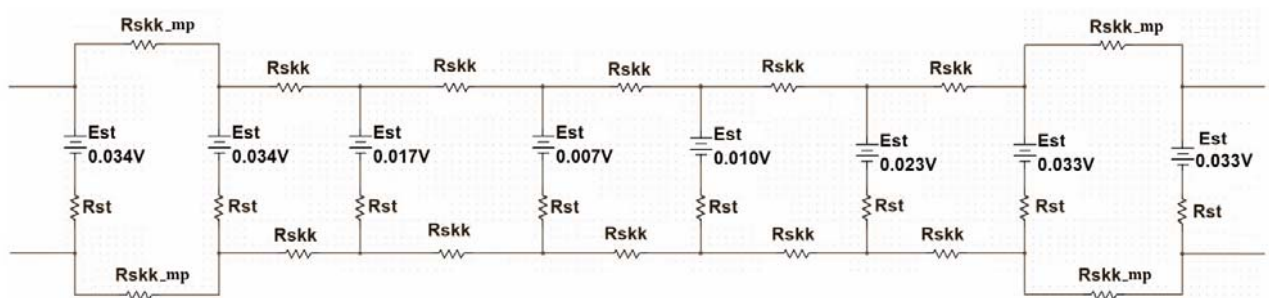


Рис. 1

Схема містить активні опори основних елементів ДСР (їхніми індуктивними опорами можна нехтувати внаслідок малої частоти струму) і ЕРС стрижнів, які знаходяться за результатами розв'язання рівняння поля (1). Чисельні значення опорів: стрижнів – $Rst = 78,82$ мОм; елементів ТКЕ – $Rskk = 4,021$ мОм; міжполюсних з'єднань – $Rskk_mp = 14,44$ мОм. Величини ЕРС стрижнів показано на рис. 1

Об'єкт досліджень. Дослідження проводилися на прикладі явнополюсного синхронного генератора потужністю 500 кВт, який використовується на малих гідроелектростанціях, і має наступні номінальні дані: лінійна напруга обмотки статора $U_l = 6$ кВ; фазний струм статора $I_l = 57$ А; $\cos\phi = 0,9$; ККД $\eta = 94\%$; напруга обмотки збудження – 65 В; струм обмотки збудження – 320 А; кількість полюсів – 12; частота обертання – 500 об/хв; повітряний проміжок – 2,7 мм; кількість пазів статора – 90;

довжина ротора – 0,35 м. Коефіцієнт тепловіддачі з поверхонь статора і ротора в охолоджуюче повітря має величину $\alpha = 30 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \cdot \text{К})$; коефіцієнти теплопровідності електричної ізоляції обмоток – $\lambda_{iz} = 0,25 \text{ Вт}/(\text{м} \cdot \text{°C})$, мідних провідників – $\lambda_{Cu} = 400 \text{ Вт}/(\text{м} \cdot \text{°C})$, сталі – $\lambda_{Fe} = 45,4 \text{ Вт}/(\text{м} \cdot \text{°C})$, повітря – $\lambda_{воз} = 0,023 \text{ Вт}/(\text{м} \cdot \text{°C})$. На кожному полюсі ротора міститься 6 мідних стрижнів ДСР діаметром 12 мм, які з'єднані між собою сегментами ТКЕ, а між частинами ДСР на полюсах ротора встановлено міжполюсні електричні з'єднання (ДСР має повздовжньо-поперечний тип конструкції). Поперечний переріз активної зони генератора в межах одного полюса показано на рис. 2.

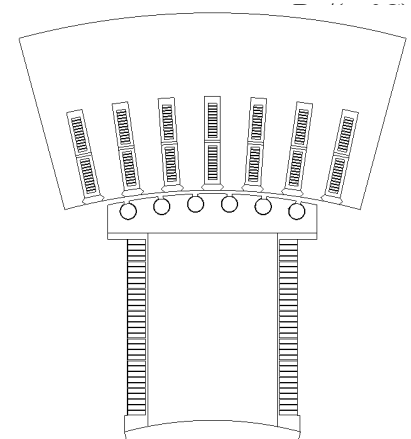


Рис. 2

Величину СЕ ротора характеризують коефіцієнтом відносного ексцентриситету $\varepsilon = (\delta_{\max} - \delta_{\min}) / (\delta_{\max} + \delta_{\min})$, де δ_{\max} , δ_{\min} – максимальна і мінімальна величини проміжку. Коефіцієнт ε змінювався в межах від 0 ($\delta_{\max} = \delta_{\min}$) до 0,74 ($\delta_{\min} = 0,7 \text{ мм}$), як показано у таблиці.

Результати досліджень. 1. Аналіз розподілу струмів в стрижнях ДСР. Предметом дослідження є нерівномірність розподілу струмів між стрижнями ДСР в залежності від режиму роботи ЯСМ і наявності ексцентриситету його ротора.

Параметр	Значення параметра					
$\Delta\delta$, мм	0	0,4	0,8	1,2	1,6	2
δ_{\max} , мм	2,7	3,1	3,5	3,9	4,3	4,7
δ_{\min} , мм	2,7	2,3	1,9	1,5	1,1	0,7
ε	0	0,15	0,30	0,44	0,59	0,74

генераторах тривалість АР не повинна перевищувати 15 с [5]. Але в ЯСМ меншої потужності з технологічних міркувань робота машини в АР за умови зменшення її навантаження може продовжуватися значно довше, наприклад, до усунення аварії в системі збудження ЯСМ. У такому разі *струм обмотки збудження відмикається*. Величини струмів в стрижнях ДСР залежать від ковзання ротора, яке, в свою чергу, залежить від поточного навантаження машини. На рис. 3 показано часові залежності густини струмів в найбільш навантаженому (крайньому лівому) (рис. 2) стрижні для двох граничних режимів роботи за ковзання $s = -0,1$: крива 1 відображає струми в АР за розімкненої обмотці збудження і наявності струму в обмотці статора, а крива 2 – в режимі холостого ходу за розімкненої обмотці статора і номінальному струмі збудження.

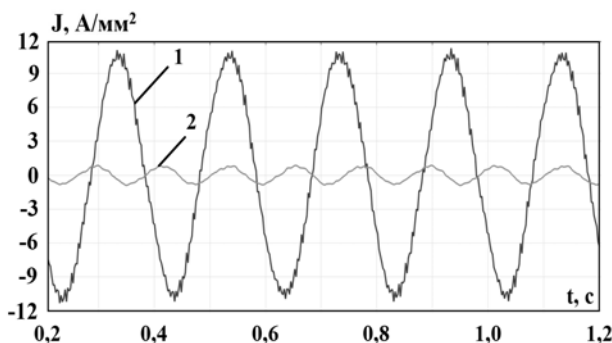


Рис. 3

З рис. 3 видно, що навіть в режимі холостого ходу в стрижнях ДСР протікають струми з густиною $\sim 1 \text{ А}/\text{мм}^2$, що пов'язано з пульсацією магнітного потоку полюса ротора внаслідок його переміщення відносно зубчатого осердя статора. Такі ж величини струмів в ДСР виникають і в номінальному синхронному режимі роботи ЯСМ.

В АР індуквані в ДСР струми виникають внаслідок обертання магнітного поля статора з частотою ковзання відносно стрижнів ротора, як це зазвичай відбувається у асинхронних машинах. Але на відміну від обмоток ротора асинхронних машин (наприклад, білячої клітки), які укладаються в суцільний циліндричний магнітопровід ротора, і тому усі стрижні знаходяться в однакових умовах, ДСР ЯСМ укладається окремими частинами в межах магнітопроводу полюсних наконечників. Це викликає нерівномірний розподіл струмів в стрижнях ДСР – найбільші за величиною струми виникають в стрижнях на краях полюсного наконечника.

Велике значення на величину і розподіл струмів ДСР має наявність статичного ексцентриситету ротора, який часто виникає внаслідок тривалої експлуатації машини. За появи СЕ виникають пульсації основного магнітного потоку полюсів внаслідок періодичної зміни величини повітряного

проміжку над полюсами в процесі обертання ротора. Ці пульсації потоку індукують в короткозамкнених стрижнях ДСР струми, які постійно протікають навіть в синхронному режимі роботи. Якщо ЯСМ має СЕ ротора і переходить в АР, то індуквані в стрижнях струми виникають внаслідок спільної дії двох зазначених вище факторів різної природи. Пульсації магнітного потоку полюсів можуть також індукувати струми і в обмотці збудження (ОЗ), але на відміну від стрижньової демпферної обмотки ОЗ є багатовитковою, і її опір з урахуванням послідовного з'єднання котушок усіх полюсів значно (в сотні разів) перевищує опір ДСР на полюсі. Тому індуквані в ОЗ струми є значно меншими ніж струми в ДСР і у подальшому аналізі не враховувалися.

На рис. 4 показано часові залежності (впродовж часу 2,0 с) густин струмів в крайньому лівому на полюсі стрижні ДСР в АР без СЕ (рис. 4, а) і за наявності СЕ $\varepsilon=0,38$ (рис. 4, б) за наступних ковзань: $s = -0,01$ (крива а); $s = -0,02$ (крива б) і $s = -0,1$ (крива с). Струм обмотки статора в усіх АР має однакове номінальне значення. Як видно з рисунків, в АР амплітуда густини струму сягає 11...14 А/мм², що у разі тривалого АР призводить до перегріву ДСР. Період коливань струмів пропорційний величині ковзаня. На всі криві на рис. 4 накладаються коливання високої частоти, виникнення яких пов'язано з наявністю зубців статора. На відміну від кривих на рис. 4, а, криві струмів на рис. 4, б мають більш складний характер – їхні амплітуди змінюються не тільки з частотою ковзаня магнітного поля статора відносно ротора, але й з частотою механічного обертання ротора внаслідок періодичного проходження полюсів ротора повз ділянок мінімального і максимального повітряних проміжків ЯСМ. Завдяки наявності міжполюсних електричних з'єднань струми з одного полюса ротора перетікають на інший, віддзеркалюючи миттєвий розподіл струмів обмотки статора.

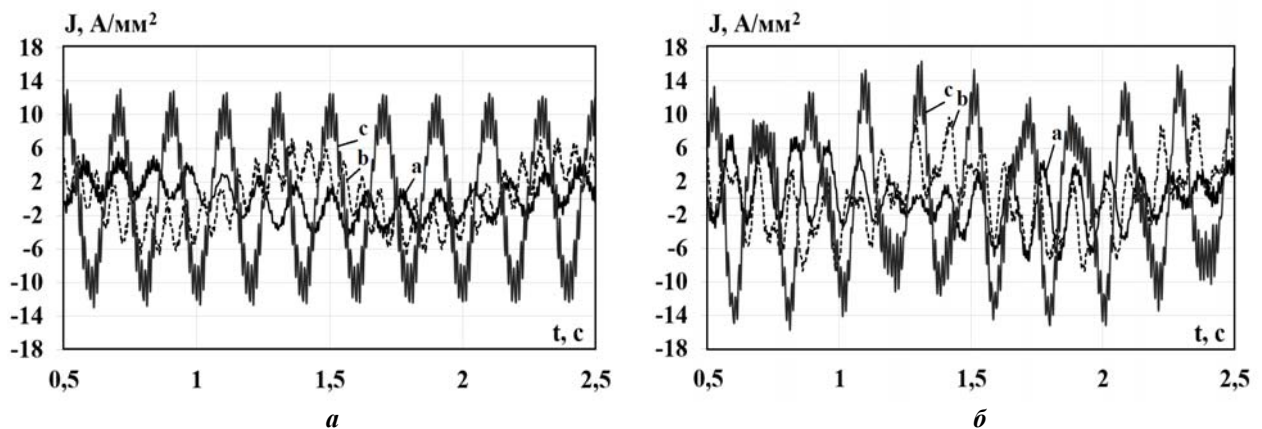


Рис. 4

На рис. 5 для різних значень ковзань, які позначені на кожному рисунку, показано розподіли діючих значень густин струмів в стрижнях ДСР одного полюса (номери стрижнів позначені на осі абсцис). На кожному рисунку приведено 6 кривих, кожна з яких відповідає величині СЕ – ε , які наведено у таблиці, причому більшому значенню ε відповідає вище розташована крива. В АР обмотка збудження розімкнена, а в синхронному режимі – по обмотці збудження протікає номінальний струм. У всіх режимах струм статора має однакове номінальне значення.

З рис. 5 видно, що струми в крайніх стрижнях ДСР на полюсі завжди є суттєво більшими, ніж в центральних стрижнях, причому їхні величини зростають зі збільшенням ковзаня. Зокрема, в асинхронному режимі за ковзаня $s = -0,1$ (рис 5, з) густини струмів в крайніх стрижнях полюса сягають 8,8 А/мм², а за $s = -0,02$ (рис 5, в) вони дорівнюють 5,4 А/мм². Разом з тим за наявності СЕ виникають значні за величиною струми в стрижнях і в синхронному режимі роботи (рис. 5, а). Так, за $\varepsilon=0,74$ діюча густина струму в крайньому стрижні сягає 4 А/мм².

Важливе значення має аналіз нерівномірності розподілу струмів – різниці величин густини струму між окремими стрижнями ДСР в різних режимах роботи ЯСМ. Найбільша нерівномірність розподілу струмів спостерігається за наявності СЕ з $\varepsilon = 0,74$. Зокрема, в синхронному режимі (рис. 5, а) густини струмів в крайніх стрижнях ДСР (№ 1 і № 6) сягають величин 3,9 А/мм², а різниця між крайніми і центральними стрижнями (№ 3 і № 4) становить $\Delta J=3,09$ А/мм². В АР, наприклад, при $s = -0,1$ (рис. 5, з) густини сягають величини 8,8 А/мм², але їхній перепад між стрижнями становить лише $\Delta J=2,27$ А/мм².

Таким чином встановлено, що в синхронному режимі у разі появи СЕ виникає найбільша нерівномірність розподілу струмів між стрижнями ДСР.

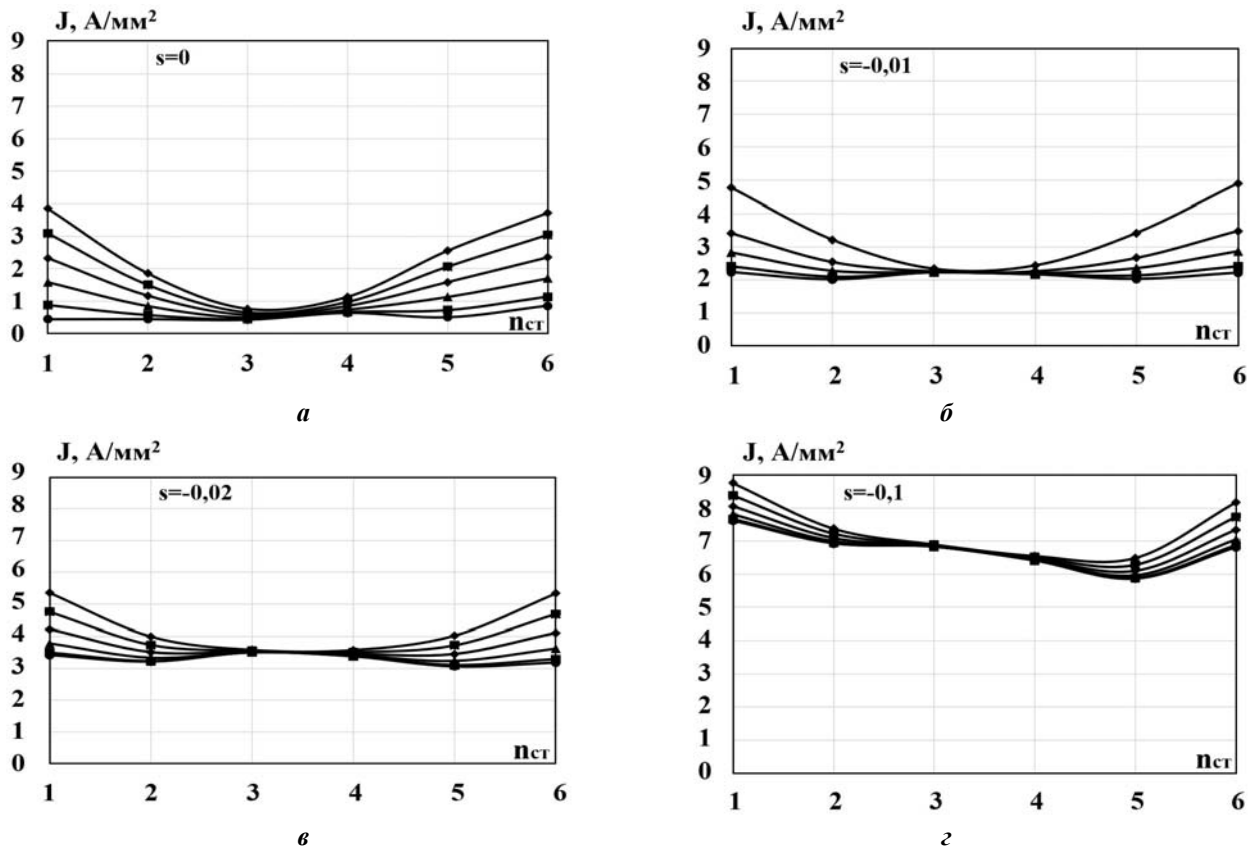


Рис. 5

Рис. 6 відображає залежність максимальної густини струму в крайньому на полюсі стрижні

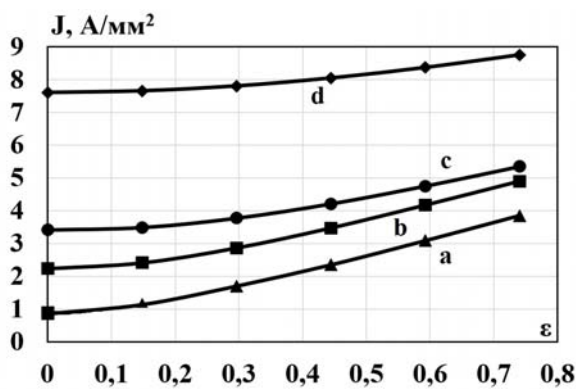


Рис. 6

ДСР №1 від величини СЕ ротора для наступних варіантів. Крива *a* відповідає синхронному режиму ($s=0$). Криві *b*, *c* і *d* відповідають АР за ковзання відповідно: $s = -0,01$; $s = -0,02$; $s = -0,1$. З рис. 6 видно, що під час зростання СЕ максимальна густина струму завжди зростає. Але в більшій мірі це проявляється за малих ковзаннях і в синхронному режимі роботи.

Таким чином, за зростання ковзання амплітуди густин струмів в стрижнях збільшуються, але їхній перепад між стрижнями зменшується. Це пояснюється тим, що під час переходу ЯСМ в АР хвиля обертового магнітного поля рухається з частотою ковзання відносно усіх стрижнів ДСР і більш рівномірно індукуює в них струми.

Збільшення струмів крайніх стрижнів пояснюється крайовими ефектами на краях полюса внаслідок розриву магнітопроводу полюса в напрямку руху хвилі магнітного поля (так званий “повздовжній крайовий ефект”). Але чим більші ЕРС і струми в стрижнях, тим більш рівномірно вони розподіляються. В синхронному режимі найбільші струми в крайніх стрижнях обумовлені тим, що саме крайні стрижні утворюють контур, який має найбільшу площу і тому охоплює більшу частину полюсного наконечника і, відповідно, пульсуючого магнітного потоку полюса.

В несиметричному режимі (НР) ЯСМ струми фаз статора мають різні величини, в результаті чого виникає складова обертового магнітного поля, що обертається в протилежному напрямку до напрямку обертання ротора і індукуює в ДСР струми частотою 100 Гц. Розрахунки в НР ЯСМ викону-

валися за умови, що струм статора є номінальним, а амплітуда струмів зворотної послідовності статора дорівнює 8% від номінального значення, що відповідає існуючим нормативам роботи синхронних машин в НР. У цьому разі ковзання ротора відносно магнітного поля, створеного струмами статора зворотної послідовності, дорівнює $s=2$. Індукований в обмотці збудження струм не враховувався, оскільки струми частотою 100 Гц екрануються розташованою в полюсних наконечниках ДСР. Результати розрахунків показали, що за дотримання зазначених умов максимальна густина струмів ДСР в НР не перевищує 2 А/мм^2 , причому розподіл струмів між стрижнями є достатньо рівномірним.

Проведений розрахунковий аналіз дає змогу зробити наступні висновки.

1. Робота ЯСМ в АР завжди супроводжується нерівномірним розподілом індукованих струмів в окремих стрижнях ДСР. Найбільші струми протікають в стрижнях, які розташовані на краях полюсних наконечників. В залежності від величини ковзання відношення величин струмів в окремих стрижнях знаходиться в межах $1,5 \dots 1,8$ рази. Відповідно нерівномірність втрат в стрижнях, які пропорційні струму в другій степені, лежить в діапазоні $2,25 \dots 3,25$.

2. Поява СЕ призводить до суттєвого нерівномірного розподілу струмів, який спостерігається як в синхронних, так і в асинхронних режимах роботи. В залежності від величини СЕ нерівномірність розподілу струмів може складати $4 \dots 5$ разів. Причому, на відміну від короткочасних АР, в сталому синхронному режимі за появи СЕ струми в ДСР протікають постійно, викликаючи не тільки зниження ККД ЯСМ, але й несиметричний нагрів ДСР.

3. В НР струми в ДСР розподілені між стрижнями більш рівномірно, ніж в АР.

2. Нагрів і термомеханічна деформація стрижнів в пазовій зоні ДСР. За даними електромагнітних розрахунків розраховано розподіл температури в полюсі ДСР. На рис. 7, а в залежності від номера стрижня зображено значення їхньої температури (в $^{\circ}\text{C}$), а на рис. 7, б – термомеханічні напруження (в МПа) для наступних варіантів за наявності СЕ $\varepsilon=0,74$: крива а – за $s=0$; криві b, c, d відповідно за ковзань $s=-0,01$, $s=-0,02$, $s=-0,1$; а також за відсутності СЕ крива e за $s=0$.

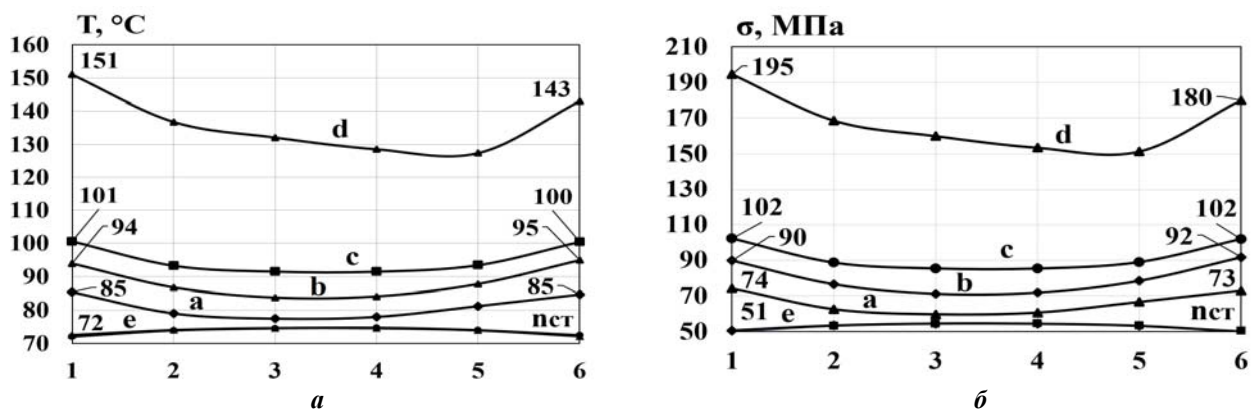


Рис. 7

З рис. 7 видно, що у разі появи СЕ $\varepsilon=0,74$ в АР за $s=-0,1$ крайні стрижні ДСР (№ 1 і № 6 на полюсі) мають найвищу температуру, і в них виникають найбільші повздовжні термомеханічні напруження. У порівнянні з номінальним синхронним режимом ЯСМ, за якого температура усіх стрижнів майже однакова і знаходиться в межах $72 \dots 75 \text{ }^{\circ}\text{C}$, в досліджуваному режимі роботи спостерігається не тільки суттєве збільшення нагріву крайніх стрижнів, але й значна несиметрія нагріву ДСР.

Так, наприклад, за ковзання $s=-0,1$ максимальна температура стрижнів зростає на $79 \text{ }^{\circ}\text{C}$ до величини $151 \text{ }^{\circ}\text{C}$, а різниця температур окремих стрижнів сягає $24 \text{ }^{\circ}\text{C}$. У такому разі різниця аксіальних подовжень нерівномірно нагрітих стрижнів ДСР доходить до 1 мм , що викликає в стрижнях ДСР повздовжні термомеханічні напруження $100 \dots 200 \text{ МПа}$, близькі до межі плинності міді ($\sigma_{пл \text{ Cu}}=280 \text{ МПа}$). Тому за таких значень ковзань, незважаючи на незначну тривалість процесу нагріву стрижнів, мідні стрижні ДСР (особливо крайні) можуть набувати пластичної залишкової деформації, коли після

усунення прикладених сил від термомеханічних напружень стрижень не відновлює свою початкову форму і розміри.

3. Термомеханічні напруження у торцевих короткозамикаючих елементах ДСР. Для розрахунку термомеханічних напружень в елементах торцевої зони ДСР і аналізу механізму руйнації стрижнів і ТКЕ розроблено тривимірну польову математичну модель напружень в ДСР в межах одного полюсу (рис. 8). За результатами моделювання визначено, що навіть за малих значень подовжень і термомеханічних напружень вирішальним фактором щодо відриву стрижня від ТКЕ є утворення зламних зусиль, що виникають внаслідок інтегрального подовження усіх стрижнів одного полюсу. Механічний момент прикладається до окремих ТКЕ, які з'єднують між собою різні стрижні полюсного наконечника. Під час розрахунків вважалося, що частина стрижня, розміщеного в пазу полюсного наконечника, є рухомою тільки в аксіальному напрямку.

На рис. 8 в градієнті сірого кольору (на рисунку надана шкала відтінків з позначками відповідних значень термомеханічних напружень в МПа) показано термомеханічні напруження для варіанту $\epsilon=0,74$, $s=0$. Також на цьому рисунку показано термомеханічні деформації ТКЕ полюса, які для наочності гіперболізовані в 500 разів і відображають форму і вигин ТКЕ в результаті деформування. З рис. 8 видно, що найбільші термомеханічні напруження виникають зі сторін крайніх стрижнів ДСР, які подовжуються в більшій мірі ніж центральні стрижні і тому найбільше виступають з пазів полюсного наконечника. З боку ТКЕ на крайні стрижні діють сили стискання, а в точках зварки стрижнів у середині полюса діють сили на розрив, що є більш небезпечним і може привести до розриву стрижнів. Тобто ушкоджуються не тільки крайні, а й центральні стрижні в полюсі ротора. Термомеханічні напруження в крайніх стрижнях для даного режиму сягають величини 223 МПа. Після зупинки ЯСМ зазначені зламні зусилля зникають, але надалі циклічно повторюються за кожного включення машини. Навіть, якщо ці напруження не перевищують критичних значень, то в процесі експлуатації поступово накопичуються втомні деформації матеріалу та відбувається подальша руйнація ДСР.



Рис. 8

Після зупинки ЯСМ зазначені зламні зусилля зникають, але надалі циклічно повторюються за кожного включення машини. Навіть, якщо ці напруження не перевищують критичних значень, то в процесі експлуатації поступово накопичуються втомні деформації матеріалу та відбувається подальша руйнація ДСР.

4. Рекомендації щодо конструктивного удосконалення ДСР ЯСМ. Як витікає з отриманих результатів дослідження, першопричиною процесів деградації і ушкодження ДСР ЯСМ є нерівномірність розподілу індукованих струмів в стрижнях на полюсах ротора, що виникає під час роботи машини в АР або появи статичного ексцентриситету ротора. Хоча наведені результати отримані на прикладі конкретної ЯСМ, але виявлені закономірності фізичних процесів мають загальний характер і справедливі для ЯСМ іншої потужності і конструктивного виконання. Тому заходи щодо удосконалення конструкції ДСР ЯСМ повинні бути направлені на зменшення зазначеної нерівномірності розподілу струмів в стрижнях. За результатами проведених досліджень можна рекомендувати наступні конструктивні заходи.

1. На полюсах потрібно розташовувати парну кількість стрижнів. У випадку їхньої непарної кількості в центрі полюса завжди розміщується один стрижень, в якому за появи СЕ індуковані струми не протікають, що призводить до найбільшої несиметрії нагріву ДСР.

2. Стрижні, що розташовані на краях полюсних наконечників, потрібно виконувати зі збільшеними на 20...30% діаметрами у порівнянні з діаметрами інших стрижнів. Це призводить до зменшення їхнього активного опору, електричних втрат і нагріву (рис. 9, а).

3. Крайні стрижні у порівнянні з іншими стрижнями потрібно більше (на 2...3 мм) заглиблювати у полюсні наконечники і виконувати без шліців, що призводить до зростання їхніх магнітних потоків розсіювання і, як наслідок, до збільшення їхнього індуктивного опору (рис. 9, б).

4. Крок між стрижнями на полюсі може обиратися не рівномірним, а зменшуватися в напрямку країв полюса. Це забезпечить наближене до країв полюса компакте розташування груп стрижнів і вирівнювання величин струмів в усіх стрижнях за появи СЕ (рис. 9, в). Можливе також більш компакте розташування стрижнів у центральній частині полюсного наконечника.

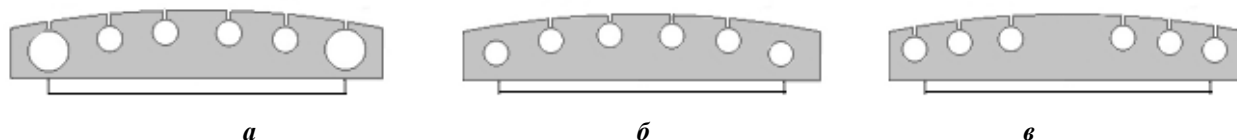


Рис. 9

Вибір конструктивних варіантів та конкретні параметри їхнього виконання повинні конкретизуватися під час проведення докладних електромагнітних розрахунків.

Також потрібно продовжувати розробку методів та засобів точного контролю величини СЕ, який є однією з головних причин ушкодження ДСР, і терміново усувати СЕ.

Висновки. Збільшення випадків ушкодження демпферної системи ротора потужних явнополюсних синхронних машин потребує системного дослідження і розробки рекомендацій щодо удосконалення конструкції ДСР.

Доведено, що першопрчиною процесів деградації і ушкодження ДСР ЯСМ є нерівномірність розподілу індукованих струмів в стрижнях на полюсах ротора, яка виникає під час роботи машини в асинхронному режимі або появи характерного дефекту ЯСМ – статичного ексцентриситету ротора. Найбільші за величиною індуквані струми і нагрів виникають в стрижнях, що розташовані на краях полюсних наконечників, у той час коли центральні стрижні на полюсі нагріваються суттєво менше. Такий несиметричний нагрів ДСР призводить до значних термомеханічних напружень в елементах ДСР, які суттєво залежать від ковзання ротора в асинхронному режимі і величини ексцентриситету. За значних ковзаннях і ексцентриситеті виникають неприпустимо великі зламні зусилля, які розривають стрижні і торцеві короткозамикаючі елементи ДСР.

Запропоновано певні конструктивні удосконалення ДСР з метою зменшення негативного впливу зазначених факторів.

1. Артюх С.Ф., Урманов О.Б. Статистический анализ отказов электрооборудования на гидроэлектростанциях каскада киевских ГЭС-ГАЭС. *Вісник НТУ «ХПИ»*. 2011. № 41. С. 3-7.
2. Васьковський Ю.М., Цивінський С.С., Титко О.І. Електромагнітні процеси у демпферній системі роторів гідрогенераторів при нерівномірності повітряного проміжку. *Техн. електродинаміка*. 2015. № 1. С. 65-71.
3. Васьковський Ю.М., Поташник С.І., Федоренко Г.М. Підвищення надійності, рівня безпеки та ефективності функціонування демпферних систем потужних гідрогенераторів. *Гідроенергетика України*. 2009. № 4. С.28-34.
4. Васьковский Ю.Н., Гераскин А.А. Вибровозмущающие электромагнитные силы в короткозамкнутых асинхронных двигателях при наличии повреждения их конструкции. *Техн. електродинаміка*. 2010. № 5. С. 31-38.
5. ГОСТ 5616-89: Генераторы и генераторы-двигатели электрические гидротурбинные. Общие технические условия. Москва, ИПК Издательство стандартов, 2003, 18 с.
6. Меснянкин С.Ю., Диков А.В. Расчет термического сопротивления контакта элементов энергетических установок с волнистыми поверхностями. *Труды МАИ*. 2014. № 8. С. 46-51.
7. Шлыков А.П., Ганин Е.А. Термическое сопротивление контакта. *Атомная энергия*. 1960. № 9. С.35-34.
8. Yong Liao, Zhen Nan Fan, Li Han, Li Dan Xie. Analysis of the Loss and Heat on Damper Bars in Large Tubular Hydro-Generator base on the 3D Electromagnetic-Temperature field Calculation. *Przeгляд Elektrotechniczny (Electrical Review)*. 2012. R. 88 NR 5b. Pp. 97-100.
9. Karmaker H.C. Broken Damper Bar Detection Studies Using Flux Probe Measurements and Time-Stepping Finite Element Analysis for Salient-Pole Synchronous Machines. 4th IEEE International Symposium on *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED 2003)*. Atlanta, GA, USA, August 24-26, 2003. Pp.193-197.

INFLUENCE OF REGIME AND OPERATIONAL FACTORS ON THE DAMPER SYSTEM OF THE SALIENT-POLE SYNCHRONOUS MACHINE ROTOR

Yu.M. Vaskovsky, O.A. Geraskin

National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",

37, Peremohy Ave., Kyiv, 03056, Ukraine,

e-mail: vun157@gmail.com, nirbikalpasamadhi@ukr.net

The physical processes in the damping system of the salient-pole synchronous machine rotor, which cause the gradual destruction of its structure, have been studied. In particular, the distributions of currents, temperatures and thermomechanical stresses in the damping system rods during its operation in asynchronous and asymmetric modes of operation, as well as in case of rotor eccentricity. A field mathematical model has been developed that takes into account the combined action of three physical fields of different nature: electromagnetic, temperaturic, and thermomechanical stress fields, and allows estimating heating and thermomechanical loads in the damping system of the rotor of the salient-pole synchronous machine. According to the results of the analysis, the heating and thermomechanical loads of the structural elements were determined and recommendations for its structural improvement were given. References 9, figures 9, tables 1.

Keywords: explicit pole synchronous machine, damping system, asynchronous and asymmetrical modes, temperature, thermomechanical stresses and deformations.

1. Artyukh S.F., Urmanov O.B. Statistical analysis of electrical equipment failures at hydroelectric power stations of the Kiev hydroelectric station cascade of the HPP-PSP. *Visnyk Natsionalnoho Tekhnichnoho Universytetu Kharkivskii Politekhnichni Instytut*. 2011. No 41. Pp. 3-7. (Rus)

2. Vaskovsky Yu.M., Civinskyi S.S., Titko O.I. Electromagnetic processes in the rotor damping system of a hydro-generator with unevenness of the air gap. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 1. Pp. 65-71. (Ukr)

3. Vaskovsky Yu.M., Potashnik S.I., Fedorenko G.M. Improving the reliability, level of safety and efficiency of the of damping systems functioning of powerful hydrogenerators. *Hidroenergetyka Ukrainy*. 2009. No 4. Pp. 28-34. (Ukr)

4. Vaskovsky Yu.N., Geraskin A.A. Vibroperturbing electromagnetic forces in squirrel-cage induction motors in the presence of damage in their construction. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 5. Pp. 31-38. (Rus)

5. GOST 5616-89: Hydro-turbine electric generators and generators-motors. General technical conditions. Moskva, IPK, Izdatelstvo standartov, 2003, 18 p. (Rus)

6. Mesnyankin S.Yu., Dikov A.V. Calculation of power plants elements contact thermal resistance with wavy surfaces *Trudy MAI*. 2014. No 8. Pp. 46-51. (Rus)

7. Shlykov A.P., Ganin E.A. Thermal contact resistance. *Atomnaya energiya*. 1960. No 9. Pp.35-34. (Rus)

8. Yong Liao, Zhen Nan Fan, Li Han, Li Dan Xie. Analysis of the Loss and Heat on Damper Bars in Large Tubular Hydro-Generator base on the 3D Electromagnetic-Temperature field Calculation. *Przeгляд Elektrotechniczny (Electrical Review)*. 2012. R. 88 NR 5b. Pp. 97-100.

9. Karmaker H.C. Broken Damper Bar Detection Studies Using Flux Probe Measurements and Time-Stepping Finite Element Analysis for Salient-Pole Synchronous Machines. 4th IEEE International Symposium on *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED 2003)*. Atlanta, GA, USA, August 24-26, 2003. Pp.193-197.

Надійшла 28.05.2020

Остаточний варіант 12.08.2020

EXCITATION OF A PULSE ELECTROMECHANICAL CONVERTER OF ELECTRODYNAMIC TYPE FROM A TWO-SECTION CAPACITOR ENERGY STORAGE

V.F. Bolyukh*

National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute",
st. Kirpicheva, 2, Kharkov, 61002, Ukraine, e-mail: vfboiyukh@gmail.com

A mathematical model of a pulsed electromechanical converter (PEC) of electrodynamic type has been developed, in which the solutions of the equations are presented in a recurrent form, which, when numerically implemented, allows taking into account the interrelated electrical, magnetic, mechanical and thermal processes and their nonlinear parameters. While maintaining the total energy of the pulsed source, the influence of the distribution of energy between the two sections of the capacitive energy storage (CES) and the voltage at which the additional section of the CES is connected was established. When operating in an accelerating mode, the largest amplitude of electrodynamic forces (EDF) and maximum speed occur in the basic version of the PEC, which is excited only from the main section of the CES, and the most effective is the PEC with the smallest capacity of the main section of the CES, and its maximum value is 2.61 higher than for the basic version of the PEC. When operating in the shock-power mode, compared with the basic version of the PEC, the amplitude of the EDF decreases. The most effective is the PEC with the smallest capacity of the main section of the CES, and its maximum value is 5.17 higher than that of the basic version of the PEC. Experimental studies of the PEC in the shock-power mode established that the oscillograms of the voltage of the CES and the current of the PEC correspond to the calculated characteristics, and their main indicators are consistent with each other with an accuracy of 5-7%. References 16, figures 6.

Key words: pulse electromechanical converter of electrodynamic type, mathematical model, two sections of capacitive energy storage, efficiency criterion, experimental research.

Introduction. Pulse electromechanical converters (PEC) with a linear movement of the armature are used to create powerful power pulses and ensure high speeds [1, 2]. One of the most effective is an electrodynamic type PEC with two coaxially mounted disc windings [3]. The stationary winding, which performs the function of an inductor, is electrically connected in series and opposite to the magnetic field with a movable winding, which serves as an armature and acts on the actuator. The armature is connected to the inductor and to the switching power supply with the help of flexible current leads, which contains a capacitive energy storage (CES). PEC, when operating in accelerating mode, provides a high speed of the actuator in a short active section, and when operating in shock-power mode, it provides significant force impulses to the object of influence with a slight displacement of the actuator.

PEC are used in various technical, scientific and test systems. PEC are used in electromagnetic hammers and rock drills, in devices for driving piles, in rock separators and vibrators, in seismic sources for exploration, in presses with a wide range of impact energies, in vibrating mixers and dispensers for the chemical and biomedical industries, in magnetic pulse devices for shock pressing of ceramics powders, in shock-mechanical devices for cleaning containers from adhesion of bulk materials, in devices for destroying information on digital media, in high-speed electrical devices and valve-switching equipment, in devices for smooth damping and stopping of movable actuators, in test complexes for testing products for shock loads, in catapults of unmanned aerial vehicles, in throwing devices for extinguishing fires, in aerospace and defense systems, etc. [4-9].

Compared to PEC of induction and electromagnetic types, electrodynamic type converters, despite their more complex design due to flexible current leads and an armature made in the form of a multi-turn disk winding, have higher electromechanical performance [10, 11]. However, for more efficient operation, it is necessary to provide increased indicators of the PEC of the electrodynamic type. So, when using a low-voltage CES, charged at a voltage of 300 V, when operating in an accelerating mode, it is necessary to develop a speed of 10-13 m/s in 1 ms, and when operating in a shock-power mode, the magnitude of the EDF impulse is 10-13 N·s. The indicated indicators must be ensured at relatively low values of the amplitudes of the excitation current (up to 1.5 kA) and electrodynamic forces (up to 15 kN). This is due to the fact that a significant amplitude of the excitation current determines the use of electronic devices with increased operating parameters in a pulsed power supply. And a significant amplitude of electrodynamic forces (EDF) acting on the inductor causes an increased return of the converter. Recoil reduces the speed of the actuator when

operating in accelerating mode and the force impact on the object when operating in shock-power mode. This limits the scope of the considered converter. So, in a ballistic laser gravimeter, an induction-dynamic catapult should provide the maximum height of the actuator toss with a minimum recoil of the stationary inductor [12].

For PEC, the most expedient is the excitation scheme with a polar aperiodic pulse, in which electrolytic capacitors with increased energy performance can be used. Of particular interest is a circuit with sequential excitation of the PEC from two sections of the CES, in which the additional section is charged at a reduced voltage in relation to the main section [13]. Note that if the inductor in a PEC of induction type is made in the form of axially located sections of a solenoidal configuration, inside which an armature of a similar configuration moves, then with sequential excitation from a multisection CES the efficiency of the electromechanical accelerator increases [14]. However, if in such a converter the inductor and the armature have a disk configuration, then such excitation is not possible.

In works [15, 16] it is shown that the additional section of the CES increases the performance of the PEC, in which the inductor and the armature have a disk configuration, but this is due to the increased energy of the pulsed source. Of interest is the option of two-section excitation of the PEC while maintaining the total energy of the pulsed source $W_{\Sigma} = W_0 + W_1$, where $W_0 = 0.5C_0U_0^2$ is the energy of the main section of the CES, $W_1 = 0.5C_1U_1^2$ is the energy of the additional section of the CES. This raises the question of the influence of the parameters of the CES sections of the pulsed source on the efficiency indicators of the PEC of the electrodynamic type.

The purpose of the article is to determine the influence of the distribution of energy between two sections of the CES and the voltage at which an additional section of the CES is connected, while maintaining the total energy of the pulsed source, on the efficiency indicators of the PEC of the electrodynamic type when operating in accelerating and shock-force modes of operation.

Let us consider a converter in which a fixed inductor 1 and a movable armature 2 are made in the form of coaxially installed disc windings (Fig. 1). The inductor is connected to a fixed stop 3, and the armature interacts with the actuator 4. The inductor and the armature are tightly wound in two rows with a copper bus, which has an internal bend from one row to another, and impregnated with epoxy resin. Due to this design, the leads of the inductor and the armature are located in the outer layers, which makes it easy to connect them both to a switching power supply and to each other. The armature is connected to the inductor and to the power supply using flexible current leads q_1, q_2 .

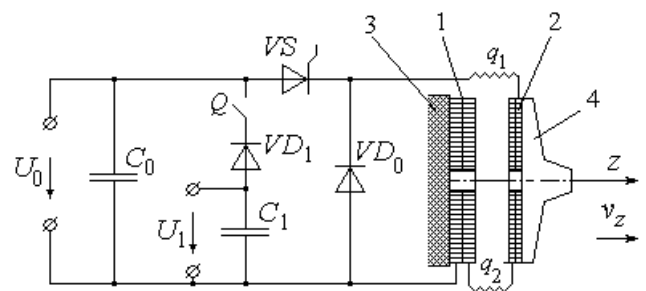


Fig. 1

The constant polarity of the excitation current pulse is provided by the reverse diode VD_0 , and the thyristor VS starts the PEC into operation. When the Q key is open, the PEC is excited only from the main section of the CES with a capacitance C_0 , which is charged to a voltage U_0 . With the closed key Q , when the voltage of the main section of the CES becomes $u_c = U_1$, an additional section of the CES with a capacitance C_1 is connected to it with the help of the VD_1 diode, and the capacitance of the pulse source becomes equal $C_{\Sigma} = C_0 + C_1$.

The constant polarity of the excitation current pulse is provided by the reverse diode VD_0 , and the thyristor VS starts the PEC into operation. When the Q key is open, the PEC is excited only from the main section of the CES with a capacitance C_0 , which is charged to a voltage U_0 . With the closed key Q , when the voltage of the main section of the CES becomes $u_c = U_1$, an additional section of the CES with a capacitance C_1 is connected to it with the help of the VD_1 diode, and the capacitance of the pulse source becomes equal $C_{\Sigma} = C_0 + C_1$.

We will assume that when operating in the accelerating mode, the armature moves strictly axially together with the actuator, and when operating in the shock-force mode, the armature does not move. We assume that all semiconductor devices have zero resistance in the forward direction and zero conductance in the opposite direction. We neglect the resistance of the connecting wires.

Mathematical model of PEC. Let us consider a mathematical model of an PEC of an electrodynamic type in an accelerating mode of operation, since there is a change in the magnetic connection between the active elements - an inductor and an armature, while in the shock-force mode this connection is unchanged. We will consider the interrelated electromagnetic, mechanical and thermal processes using a model that uses the lumped parameters of active elements. Let us represent the solutions of the equations in a recurrent form, which, when numerically implemented, makes it possible to take into account interrelated processes of various nature and nonlinear parameters.

Electromagnetic processes in the PEC during a discharge from the main section of the CES with parameters C_0, U_0 on the interval $\{0, t_1\}$, where t_1 is the time at which the voltage of the CES $u_C=0$, can be described by the equation [11]:

$$[R_1(T_1) + R_2(T_2)] \cdot i + \frac{d\psi}{dt} + \frac{1}{C_0} \int_0^t idt = 0, \quad u_C = \frac{1}{C_0} \int_0^t idt = U_0, \quad (1)$$

where $n=1, 2$ are the indices of the inductor and the armature, respectively; R_n, T_n are the active resistance and temperature of the n -th active elements; i is the excitation current; u_C is the voltage of the CES;

$$\frac{d\psi}{dt} = [L_1 - 2M_{12}(z) + L_2] \frac{di}{dt} - 2iv_z(t) \frac{dM_{12}}{dz}, \quad (2)$$

L_n is the inductance of the n -th active element; M_{12} is the mutual inductance between the inductor and the armature, which moves along the z -axis at a speed v_z .

Substituting equation (2) into (1) we obtain:

$$(R^* - \Xi) \cdot i + [L^* - 2M_{12}(z)] \frac{di}{dt} + \frac{1}{C_0} \int_0^t idt = 0, \quad (3)$$

where $R^* = R_1(T_1) + R_2(T_2)$; $L^* = L_1 + L_2$; $\Xi = 2v_z(t) \frac{dM_{12}}{dz}$.

The solution to equation (3) is presented in the form:

$$i = A_1 \exp(\alpha_1 t) + A_2 \exp(\alpha_2 t), \quad (4)$$

where A_1, A_2 are the arbitrary constants;

$\alpha_{1,2} = \left\langle \pm \left\{ 0.25[R^* - \Xi]^2 - [L^* - 2M_{12}(z)]C_0^{-1} \right\}^{0.5} + 0.5(R^* - \Xi) \right\rangle (2M_{12}(z) - L^*)^{-1}$ are the roots of the characteristic equation.

To represent the solution in a recurrent form, we define the values of arbitrary constants A_1 and A_2 at the time t_k .

If $(R^* - \Xi) > 2\sqrt{[L^* - 2M_{12}(z)]C_0^{-1}}$, then after a series of transformations we get:

$$A_{1,2} = \frac{u_C(t_k) + (R^* - \Xi)i(t_k) + \alpha_{2,1} \cdot i(t_k)[L^* - 2M_{12}(z)]}{[L^* - 2M_{12}(z)] \exp(\alpha_{1,2} t_k) (\alpha_{2,1} - \alpha_{1,2})}. \quad (5)$$

Substituting expressions (5) into equation (4), we obtain the expression for the current:

$$i(t_{k+1}) = \frac{u_C(t_k) + (R^* - \Xi)i(t_k)}{[L^* - 2M_{12}(z)](\alpha_2 - \alpha_1)} [\exp(\alpha_1 \Delta t) - \exp(\alpha_2 \Delta t)] + \frac{i(t_k)}{\alpha_2 - \alpha_1} [\alpha_2 \exp(\alpha_1 \Delta t) - \alpha_1 \exp(\alpha_2 \Delta t)], \quad (6)$$

where $\Delta t = t_{k+1} - t_k$.

The voltage on the CES is described by the equation:

$$u_C(t_{k+1}) = \frac{u_C(t_k) + (R^* - \Xi)i(t_k)}{\alpha_2 - \alpha_1} [\alpha_2 \exp(\alpha_1 \Delta t) - \alpha_1 \exp(\alpha_2 \Delta t)] + \frac{[L^* - 2M_{12}(z)]i(t_k)}{\alpha_2 - \alpha_1} [\alpha_2^2 \exp(\alpha_1 \Delta t) - \alpha_1^2 \exp(\alpha_2 \Delta t)]. \quad (7)$$

If $(R^* - \Xi) < 2\sqrt{[L^* - 2M_{12}(z)]C_0^{-1}}$, then the roots of the characteristic equation can be represented in complex form:

$$\alpha_{1,2} = -\delta \pm j\omega_1 = \omega_0 \exp(j(\pi \pm \theta)), \quad (8)$$

where $\delta = 0.5 \frac{R^* - \Xi}{L^* - 2M_{12}(z)}$; $\omega_0 = [C_0(L^* - 2M_{12}(z))]^{0.5}$; $\theta = \arctg \left(4 \frac{L^* - 2M_{12}(z)}{C_0(R^* - \Xi)^2} - 1 \right)^{0.5}$;

$$\omega_1 = \left(\frac{1}{C_0(L^* - 2M_{12}(z))} - \left(\frac{R^* - \Xi}{2[L^* - 2M_{12}(z)]} \right)^2 \right)^{0.5}.$$

Substituting the values of the roots (8) into equations (6) and (7) and taking into account that $2j \sin(\omega_1 \Delta t) = \exp(j\omega_1 \Delta t) - \exp(-j\omega_1 \Delta t)$, we obtain:

$$i(t_{k+1}) = -\omega_1^{-1} \exp(-\delta\Delta t) \left\{ \frac{u_C(t_k) + (R^* - \Xi) \cdot i(t_k)}{L^* - 2M_{12}(z)} \sin(\omega_1\Delta t) + \omega_0 i(t_k) \sin(\omega_1\Delta t - \theta) \right\}. \quad (9)$$

$$u_C(t_{k+1}) = -\omega_0 \omega_1^{-1} \exp(-\delta\Delta t) \left\{ [u_C(t_k) + (R^* - \Xi) \cdot i(t_k)] \sin(\omega_1\Delta t - \theta) + i(t_k) \omega_0 (L^* - 2M_{12}(z)) \sin(\omega_1\Delta t - 2\theta) \right\}. \quad (10)$$

If $(R^* - \Xi) = 2\sqrt{(L^* - 2M_{12}(z))C_0^{-1}}$, then $\delta = \omega_0$. In this case, the current is described by the expression:

$$i(t_{k+1}) = \left\{ i(t_k) \delta - (L^* - 2M_{12}(z))^{-1} [u_C(t_k) + (R^* - \Xi) \cdot i(t_k)] \right\} \exp(-\delta\Delta t) \Delta t, \quad (11)$$

and the voltage on the CES is described by the expression:

$$u_C(t_{k+1}) = [u_C(t_k) - i(t_k)(L^* - 2M_{12}(z))\delta + (R^* - \Xi) \cdot i(t_k)] \left\{ \delta\Delta t + 1 \right\} \exp(-\delta\Delta t) + i(t_k) \left\{ (L^* - 2M_{12}(z))\delta - R^* + \Xi \right\}. \quad (12)$$

The current in the PEC on the time interval $\{t_1, \infty\}$, flowing through the diode VD_0 , is described by the equation:

$$i(t_{k+1}) = i(t_k) \exp\left(\frac{(\Xi - R^*)\Delta t}{L^* - 2M_{12}(z)}\right). \quad (13)$$

The mechanical processes of a PEC of electrodynamic type when operating in an accelerating mode can be described by the equation:

$$f_z(t, z) = (m_a + m_2) \frac{dv_z}{dt} + K_p h_z(t) + K_T v_z(t) + 0,125\pi\gamma_a \beta_a D_{2m}^2 v_z^2(t), \quad (14)$$

where $f_z(t, z) = i^2(t) \frac{dM_{12}}{dz}(z)$ is the instantaneous value of axial EDF acting between active elements; m_2 , m_a is the mass of the armature and actuator, respectively; K_p is the coefficient of elasticity of the buffer element (return spring); $h_z(t)$ is the amount of movement of the armature with the actuator; K_T is the coefficient of dynamic friction; γ_a is the density of the moving medium; β_a is the coefficient of aerodynamic resistance; D_{2m} is the outer diameter of the actuator.

Based on equation (14), the amount of movement of the armature with the actuator can be represented in the form of a recurrent relation:

$$h_z(t_{k+1}) = h_z(t_k) + v_z(t_k)\Delta t + \vartheta\Delta t^2 / (m_a + m_2), \quad (15)$$

where $v_z(t_{k+1}) = v_z(t_k) + \vartheta\Delta t / (m_a + m_2)$ is the speed of the armature with the actuator along the z -axis;

$$\vartheta = i^2(t_k) \frac{dM}{dz}(z) - K_p \Delta z(t_k) - K_T v_z(t_k) - 0,125\pi\gamma_a \beta_a D_{2m}^2 v_z^2(t_k)$$

When the PEC is operating in the shock-power mode, there is no armature movement and the EDF $f_z(t) = i^2(t) \frac{dM_{12}}{dz}$ acts on it.

Thermal processes. When the PEC is operating in the shock-power mode, thermal interaction occurs between its active elements through an insulating gasket. Their temperatures can be described by the recurrence relation:

$$T_n(t_{k+1}) = T_n(t_k) \zeta + (1 - \zeta) \left[\pi^{-1} i_n(t_k) R_n(T_n) (D_{en}^2 - D_{in}^2)^{-1} + 0,25\pi T_0 D_{en} H_n \alpha_{Tn} + T_m(t_k) \lambda_a(T) d_a^{-1} \right] \left\{ 0,25\pi \alpha_{Tn} D_{en} H_n + \lambda_a(T) d_a^{-1} \right\}^{-1}, \quad (16)$$

where $\zeta = \exp\left\{ -\frac{\Delta t}{C_n(T_n) \gamma_n} \left(0,25 D_{en} \alpha_{Tn} + \frac{\lambda_a(T)}{d_a H_n} \right) \right\}$; $\lambda_a(T)$ is the thermal conductivity coefficient of the insulation pad; d_a is the thickness of the gasket; D_{en} , D_{in} is the external and internal diameters of active elements, respectively; α_{Tn} is the heat transfer coefficient of the n -th active element; C_n is the heat capacity of the n -th active element.

When the PEC is operating in an accelerating mode and the armature moves, the temperatures of the active elements, neglecting the heat transfer through the connecting flexible current lead, can be described by the recurrence relation:

$$T_n(t_{k+1}) = T_n(t_k) \chi + (1 - \chi) \left[T_0 + 4\pi^{-2} i_n(t_k) R_n(T_n) \alpha_{Tn}^{-1} D_{en}^{-1} H_n^{-1} (D_{en}^2 - D_{in}^2)^{-1} \right], \quad (17)$$

where $\chi = \exp\left\{ -0,25\Delta t D_{en} \alpha_{Tn} C_n^{-1}(T_n) \gamma_n^{-1} \right\}$.

The initial conditions for the mathematical model of the PEC are as follows: $u_c(0)=U_0$ is the voltage of the main section of the CES; $i(0)=0$ is the excitation current; $h_z(0)=h_{z0}$ is the axial distance between active elements; $v_z(0)=0$ is the armature speed along the axis z ; $T_n(0)=T_0$ is the temperature of the n -th active element.

In order to take into account the complex of interrelated electrical, magnetic, thermal and mechanical processes, which are described by nonlinear equations, and various nonlinear dependences, we use a computational iterative algorithm. The entire workflow is divided into a large number of small calculated time intervals $\Delta t = t_{k+1} - t_k$, within which all values are considered unchanged. At each calculated interval Δt the parameters and indicators of the PEC at the moment of time t_k are the initial for the calculation. These values are the starting point for calculating all quantities at a point in time t_{k+1} . The current and voltage values of the CES, presented in the form of recurrent relationships, are organically built into the calculation algorithm. The temperatures of the active elements T_n are calculated from the current i values obtained at the time instant t_{k+1} . After that, the parameters caused by temperature changes are determined, namely, active resistance $R_n(T_n)$ and heat capacity $C_n(T_n)$ of active elements, thermal conductivity coefficient of the insulating pad $\lambda_a(T_n)$. At the same time t_{k+1} the EDF $f_z(t)$ value is calculated. After that, when the PEC is operating in the accelerating mode, the speed v_z and displacement h_z , the armature, the mutual inductance M_{12} between the active elements are sequentially calculated. When the PEC is operating in the shock-power mode, the magnitude of the EDF impulse P_z is calculated. Obtained values at a point in time t_{k+1} are used to calculate the current i in the next time interval t_{k+2} and the calculation process is cyclically repeated. The size of the skin layer in active elements is estimated according to the results of the calculation and, if necessary, an iterative process of adjusting the resistance is carried out. With this approach, linear equations and ratios can be used to determine the excitation current at a small calculated time interval Δt . The size of the calculated step Δt is chosen so that it does not have a significant effect on the calculation results.

We will assume that the energy of the pulsed source $W_\Sigma = W_0 + W_1$ is unchanged, where $W_0 = 0.5C_0U_0^2$ is the energy of the main section of the CES, $W_1 = 0.5C_1U_1^2$ is the energy of the additional section of the CES. When operating in a shock-force mode, the PEC efficiency will be estimated by the magnitude of the EDF impulse $P_z = \int f_z(t)dt$ and a dimensionless criterion $K_p^* = P_z^* (f_m^* \cdot i_m^*)^{-1}$, and when operating in an accelerating mode, the PEC efficiency will be estimated by the maximum speed V_m and a dimensionless criterion $K_v^* = V_m^* (f_m^* \cdot i_m^*)^{-1}$. Here are indicated $P_z^*, V_m^*, f_m^*, i_m^*$ - the relative values of the EDF impulse, the maximum speed of the armature, the amplitude of the EDF and the excitation current, respectively. The relative values of the indicators are normalized by the corresponding indicators of the basic PEC, in which the windings are excited only from the main section of the CES.

The main parameters of the PEC. The outer and inner diameters of the n -th active element are $D_{en}=100$ mm and $D_{in}=10$ mm, respectively. The inductor is tightly wound with a copper bus section $a_1 \times b_1 = 1.2 \times 4.8$ mm² and its axial height is $H_1=10$ mm. The armature is tightly wound with a copper bus section $a_2 \times b_2 = 1.2 \times 2.4$ mm² and its axial height is $H_2=5$ mm. The initial distance between the active elements is $h_{z0}=1$ mm. When operating in an accelerating mode, an actuator with a mass of $m_a=0.25$ kg and a return spring with a coefficient of elasticity $K_p=250$ N/m are used. The energy of the impulse source $W_\Sigma=270$ J. The voltage of the main section of the CES is $U_0=300$ V. When the Q key is open, the PEC is excited only from the main section of the CES with a capacity of $C_0=6$ mF.

Electromechanical characteristics of PEC. Let us consider the influence of the voltage U_1 of the additional section of the CES, which we will evaluate by the value of the relative voltage $u_1^* = (U_0 - U_1)U_0^{-1}$, on the performance of the PEC. Let us consider the characteristics of an PEC operating in an accelerating mode when an additional section of the CES is connected, the energy of which is $W_1=W_0$. Compared with the basic version of the PEC, the source voltage u_c decreases faster until the moment of connecting the additional section of the CES (Fig. 2, *a*). When this section is connected, a kink is observed in the u_c voltage curves, after which the voltage decreases more slowly. The greater the relative voltage $u_1^* = (U_0 - U_1)U_0^{-1}$ of the additional section of the CES, and therefore the greater its capacity C_1 , the more pronounced the indicated effect. Compared with the basic version of the PEC, the amplitude of the excitation current pulse i decreases, and the duration of the trailing edge increases. A similar character is manifested for the EDF f_z : with a de-

crease in the value of the relative voltage u_1^* , the amplitude decreases, and the duration of the trailing edge increases (Fig. 2, b). Since the armature under the action of the EDF moves a distance h_z , the attenuation of the EDF occurs more significantly than the attenuation of the excitation current. The higher the relative voltage u_1^* , the lower the speed v_z developed by the PEC. The highest speed is developed in the basic PEC.

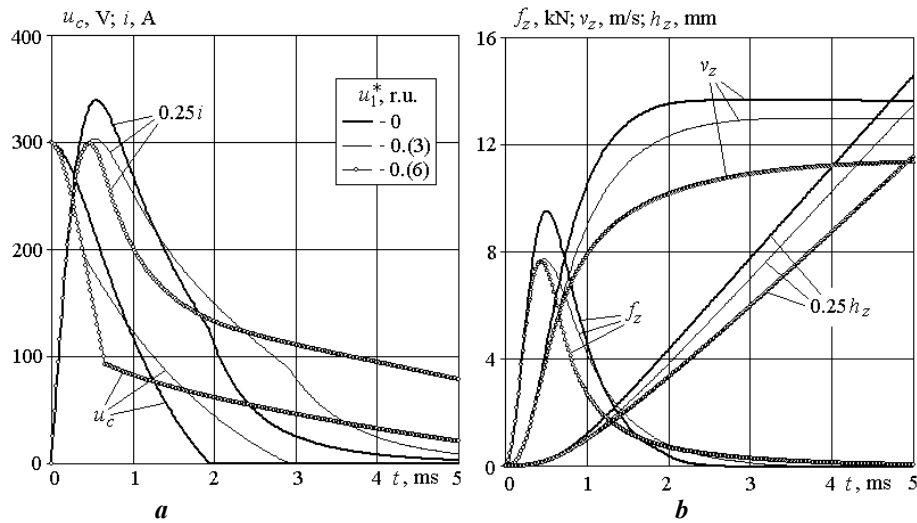


Fig. 2

Let us consider the effect of the relative voltage value u_1^* of the additional section of the CES on the PEC indicators for different capacities of the main section of the CES C_0 . The greatest amplitude of the EDF f_m and the maximum speed of the armature together with the actuating element V_m take place in the basic version of the PEC (Fig. 3, a, b). The larger the capacity of the main section of the CES, the higher the indicated indicators. With an increase in the relative voltage u_1^* , the maximum velocity V_m and the amplitude of the EDF f_m decrease. Moreover, the amplitude of the EDF f_m after a certain voltage value u_1^* remains unchanged. When operating in an accelerating mode, the connection of an additional section of the CES increases the efficiency criterion K_V^* in comparison with the basic version of the PEC (Fig. 3, c). The most effective is the PEC with the smallest capacity of the main section of the CES C_0 . Depending on the relative voltage u_1^* of the additional section of the CES, the efficiency criterion K_V^* has a pronounced maximum, which shifts to higher values u_1^* with a decrease in the capacitance C_0 . The highest value of the efficiency criterion $K_V^*=2.61$ occurs at $C_0=1$ mF and $u_1^*=0.6$.

Let us carry out similar studies of the PEC when operating in shock-power mode. In this mode of operation, the amplitude of the excitation currents is up to 20% higher, and the duration of the trailing edge is shorter than when the PEC is operating in the accelerating mode (Fig. 4, a). As a result, the amplitude of the EDF f_m increases to 50% (Fig. 4, b).

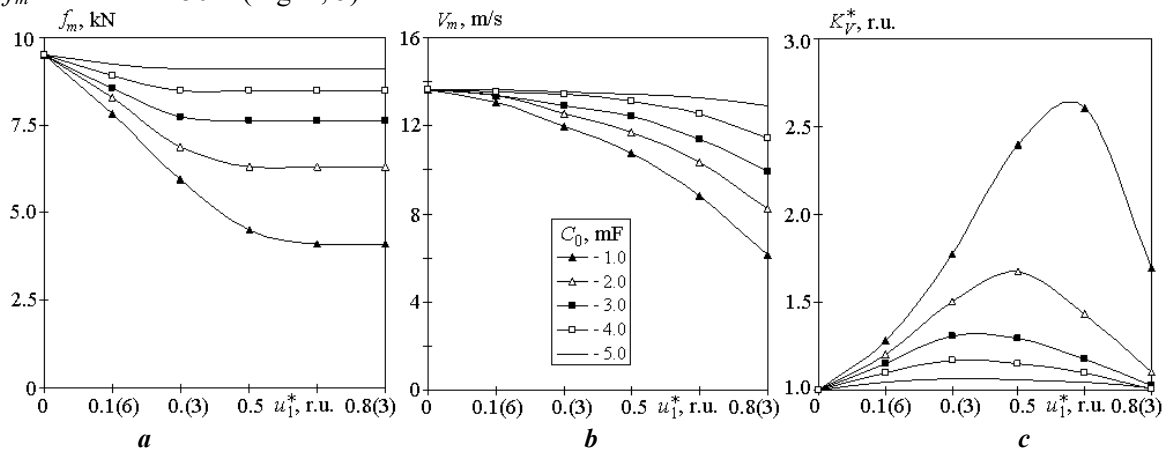


Fig. 3

Compared with the basic version of the PEC, the connection of an additional section of the CES with a relative voltage $u_1^*=0.(3)$ reduces the amplitude of the excitation current by 12%. So, at relative voltage $u_1^*=0.(6)$ the current amplitude decreases by 22.5%. Note that there is no such dependence when operating in the accelerating mode of PEC operation. At large values of the relative voltage u_1^* , the amplitude of the EDF decreases (Fig. 4, *b*). However, due to an increase in the duration of the trailing edge, the magnitude of the EDF impulse does not have an unambiguous relationship. So, the largest value of the EDF impulse $P_z=14.16$ N·s takes place in the PEC, in which the value of the relative voltage $u_1^*=0.(3)$, and the smallest value $P_z=13.63$ N·s occurs in the basic version of the PEC.

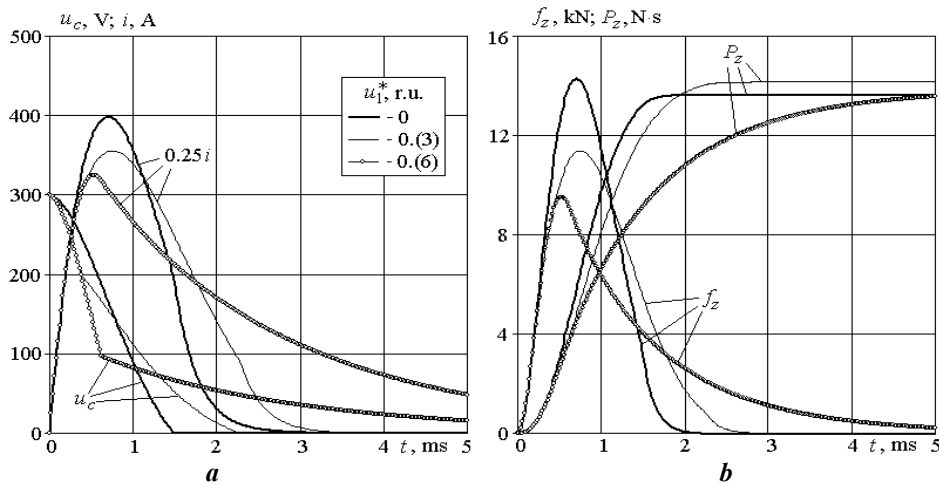


Fig. 4

Let us consider the influence of the relative voltage u_1^* of the additional section of the CES on the indicators of the PEC operating in the shock-power mode, with different capacities of the main section of the CES C_0 (Fig. 5). In comparison with the accelerating mode of operation of the PEC, in general, the nature of the change in the amplitude of the EDF f_m from the value of the relative voltage u_1^* remains, but with higher values (Fig. 5, *a*). In comparison with the basic version of the PEC, depending on the value of the relative voltage u_1^* , the magnitude of the EDF impulse P_z somewhat (up to 5%) increases at C_0 equal to 2 mF and 3 mF in the range of relative voltages $u_1^* \in (0, 0.5)$ (Fig. 5, *b*). And in the interval $u_1^* \geq 0.5$ at all values of C_0 , the magnitude of the EDF pulse P_z decreases.

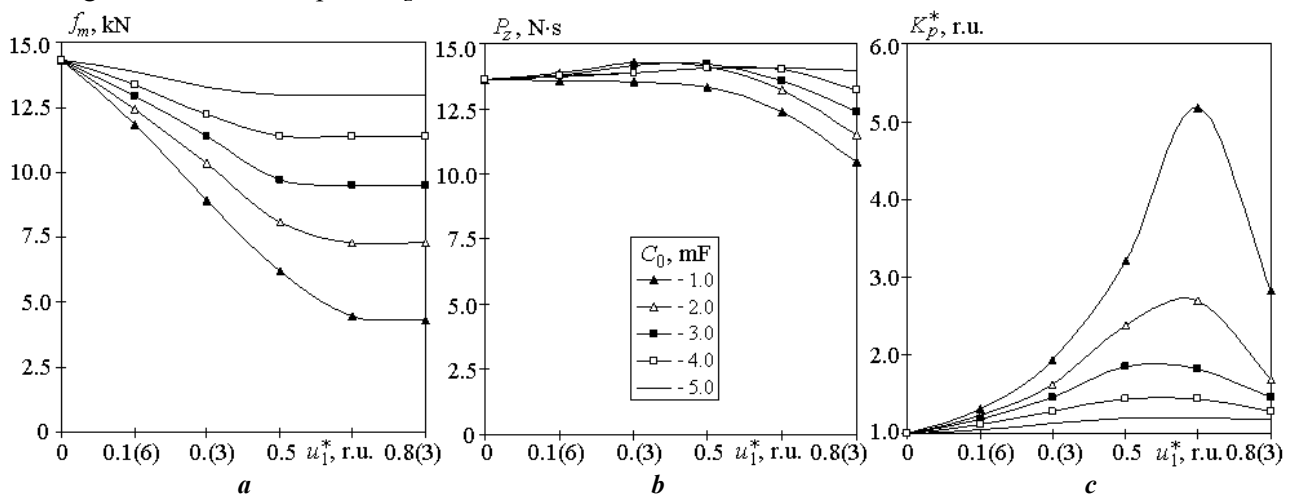


Fig. 5

Compared with the basic version of the PEC, operating in the shock-power mode, the connection of an additional section of the CES increases the efficiency criterion K_p^* (Fig. 5, *c*). The most effective is the PEC with the smallest capacity of the main section of the CES C_0 . Depending on the voltage of the additional section of the CES, the efficiency criterion K_p^* has a maximum, which shifts to higher values of the

relative voltage u_1^* as the capacitance C_0 decreases. The highest value of the efficiency criterion $K_p^* = 5.17$ occurs at $C_0 = 1$ mF and $u_1^* = 0$.(6).

To confirm the main calculated results, experimental studies of the PEC were carried out when operating in the shock-power mode. In the experiments, to the main section of the CES with parameters $C_0 = 2.2$ mF, $U_0 = 300$ V, an additional section of the CES was connected in two versions: 1) $C_1 = 2.2$ mF, $U_1 = 260$ V and 2) $C_1 = 6.6$ mF, $U_1 = 150$ V. In both versions, the total energy of the pulsed source is $W_\Sigma \approx 175$ J. Fig. 6 shows oscillograms of the voltage of the CES u_c and the current i of the PEC for version 1 (Fig. 6, a) and for version 2 (Fig. 6, b) of the additional section of the CES. From the presented oscillograms it can be seen that at a lower voltage U_1 the amplitude of the excitation current increases, and at a higher voltage U_1 the duration of the trailing edge of the excitation current increases. At the moment of connecting the additional section of the CES, a characteristic break is observed on the voltage curves of the CES u_c . At a lower voltage U_1 , the indicated kink is more pronounced, which corresponds to the calculated results. In general, the experimental oscillograms of the voltage of the CES u_c and the current i of the PEC when operating in the shock-power mode correspond to the calculated characteristics. The experimental and calculated indicators are consistent with each other with an accuracy of 5-7%, which indicates the reliability of the studies.

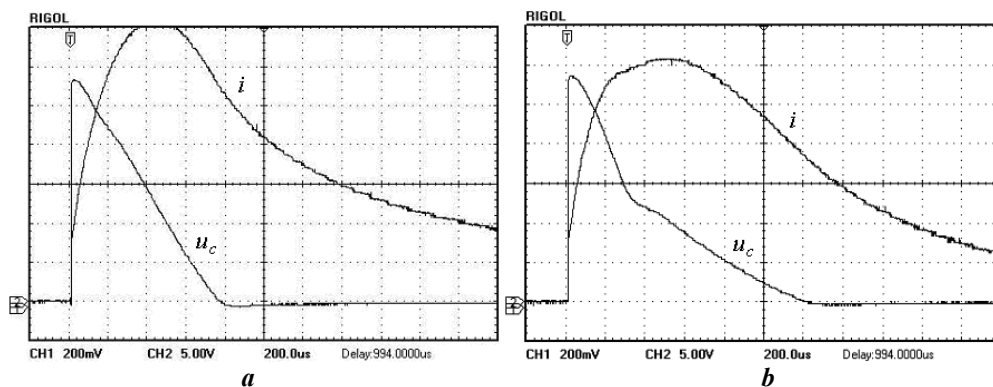


Fig. 6

Conclusions. 1. A mathematical model of an PEC of electrodynamic type has been developed, in which the solutions of the equations are presented in a recurrent form, which, when numerically implemented, allows taking into account the interrelated electrical, magnetic, mechanical and thermal processes and their nonlinear parameters.

2. While maintaining the total energy of the pulsed source, the influence of the distribution of energy between the two sections of the CES and the voltage at which an additional section of the CES is connected on the efficiency indicators of the PEC of the electrodynamic type with disk windings during operation in accelerating and shock-power modes of operation was established.

3. When operating in an accelerating mode, the greatest amplitude of the EDF and the maximum speed take place in the basic version of the PEC, which is excited only from the main section of the CES. Connecting an additional section of the CES increases the efficiency criterion of the PEC, which takes into account the relative values of the maximum armature speed, the amplitude of the EDF and the excitation current. The most efficient is the PEC with the smallest capacity of the main section of the CES, and its maximum value is 2.61 higher than that of the basic version of the PEC.

4. When operating in the shock-power mode, the amplitude of the EDF increases to 50% compared to the accelerating mode of operation. However, in comparison with the basic version of the PEC, the amplitude of the EDF decreases. Connecting an additional section of the CES increases the efficiency criterion, which takes into account the relative values of the EDF pulse, the EDF amplitude and the excitation current. The most effective is the PEC with the smallest capacity of the main section of the CES, and its maximum value is 5.17 higher than that of the basic version of the PEC.

5. Experimental studies of the PEC in the shock-power mode established that the oscillograms of the voltage of the CES and the current of the PEC correspond to the calculated characteristics, and their main indicators are consistent with each other with an accuracy of 5-7%.

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

1. McNab I.R. A research program to study airborne launch to space. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2007. Vol. 43. No 1. Pp. 486-490. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2006.887447>.
2. Kondratenko I.P., Zhiltsov A.V., Paschin M.O., Vasyuk V.V. Choice of parameters of induction electromechanical converter for electrodynamic processing of welded joints. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. No 5. Pp. 83-88. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2017.05.083>. (Ukr).
3. Bissal A., Magnusson J., Engdahl G. Comparison of two ultra-fast actuator concept. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2012. Vol. 48. No 11. Pp. 3315-3318. DOI: <https://doi.org/10.1109/tmag.2012.2198447>.
4. Kondratiuk M., Ambroziak L. Concept of the magnetic launcher for medium class unmanned aerial vehicles designed on the basis of numerical calculations. *Journal of Theoretical and Applied Mechanics*. 2016. Vol. 54. Issue 1. Pp. 163-177. DOI: <https://doi.org/10.15632/jtam-pl.54.1.163>.
5. Angquist L., Baudoin A., Norrga S., Nee S., Modeer T. Low-cost ultra-fast DC circuit-breaker: Power electronics integrated with mechanical switchgear. *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. Lyon. 2018. Pp. 1708-1713. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICIT.2018.8352439>.
6. Puumala V., Kettunen L. Electromagnetic design of ultrafast electromechanical switches. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2015. Vol. 30. No 3. Pp. 1104-1109. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2014.2362996>.
7. Vilchis-Rodriguez D.S., Shuttleworth R., Smith A.C. et al. A comparison of damping techniques for the soft-stop of ultra-fast linear actuators for HVDC breaker applications. The 9th International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), Liverpool, UK, 2018. Pp. 1-6.
URL: https://www.research.manchester.ac.uk/portal/files/68110674/Soft_stop_techniques_full_paper_Final.pdf. (Accessed at 25.06.2000)
8. Soda R., Tanaka K., Takagi K., Ozaki K. Simulation-aided development of magnetic-aligned compaction process with pulsed magnetic field. *Powder Technology*. 2018. Vol. 329. No 15. Pp. 364-370. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.powtec.2018.01.035>.
9. Horozha K.A., Podoltsev O.D., Troshchinsky B.A. Electromagnetic processes in a pulsed electrodynamic emitter for the excitation of elastic vibrations in concrete structures. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No 3. Pp. 23-28. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2019.03.023>. (Ukr).
10. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V., Shchukin I.S. Comparative analysis of linear pulse electromechanical converters electromagnetic and induction types. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 5. Pp. 46-48. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.05.046> (Rus).
11. Bolyukh V.F., Kashanskiy Yu.V., Shchukin I.S. Comparative analysis of power and speed indicators of linear pulse electromechanical converters of electrodynamic and induction types. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2019. No. 6. Pp. 35-42. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2019.06.035> (Rus).
12. Bolyukh V.F., Vinnichenko A.I. Concept of an induction-dynamic catapult for a ballistic laser gravimeter. *Measurement Techniques*. 2014. Vol. 56. Issue 10. Pp. 1098-1104. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11018-014-0337-z>.
13. Ivashin V.V., Ivannikov N.A. Induction-dynamic drive. *Patent Russian Federation*. 2013. No 2485614 (Rus).
14. Fan G., Wang Y., Xu Q., et al. Design and analysis of a novel three-coil reconnection electromagnetic launcher. *IEEE transactions on plasma science*. 2019. Vol. 47. No. 1. Pp. 814-820. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPS.2018.2874287>.
15. Bolyukh V.F., Katkov I.I. Influence of the form of pulse of excitation on the speed and power parameters of the linear pulse electromechanical converter of the induction type. *Proceedings ASME.*, Salt Lake City, Utah, USA, November 11-14, 2019, vol. 2B: Advanced Manufacturing. No: IMECE2019-10388, V02BT02A047, 8 p. DOI: <https://doi.org/10.1115/IMECE2019-10388>.
16. Zhou Y., Huang Y., Wen W. et al. Research on a novel drive unit of fast mechanical switch with modular double capacitors. *Journal of Engineering*. 2019. Vol. 2019. Issue 17. Pp. 4345-4348. DOI: <https://doi.org/10.1049/joe.2018.8148>.

ЗБУДЖЕННЯ ІМПУЛЬСНОГО ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЕЛЕКТРОДИНАМІЧНОГО ТИПУ ВІД ДВОСЕКЦІЙНОГО ЄМНІСНОГО НАКОПИЧУВАЧА ЕНЕРГІЇ

В.Ф. Болюх

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,

вул. Кирпичева, 2, Харків, 61002, Україна,

e-mail: vfboilyukh@gmail.com

Розроблено математичну модель імпульсного електромеханічного перетворювача (ІЕП) електродинамічного типу, в якій рішення рівнянь представлені у рекурентному вигляді, що під час чисельній реалізації дає змогу врахувати взаємозалежні електричні, магнітні, механічні та теплові процеси і їхні нелінійні параметри. За збереження загальної енергії імпульсного джерела встановлено вплив розподілу енергії між двома секціями ємнісного накопичувача енергії (ЄНЕ) і напруги, при якій підключається додаткова секція ЄНЕ. Під час роботи у прискорювальному режимі найбільша амплітуда електродинамічних зусиль (ЕДЗ) і максимальна швидкість мають місце у базовому варіанті ІЕП, що збуджується тільки від основної секції ЄНЕ, а найбільш ефективним є ІЕП з найменшою ємністю основної секції ЄНЕ, причому його максимальна величина в 2.61 вище, ніж у базового варіанту ІЕП. Під час роботи в ударно-силовому режимі у порівнянні з базовим варіантом ІЕП амплітуда ЕДЗ зменшується. Найбільш ефективним є ІЕП з найменшою ємністю основної секції ЄНЕ, причому його максимальна величина в 5.17 вище, ніж у базового варіанта ІЕП. У процесі експериментальних досліджень ІЕП в ударно-силовому режимі встановлено, що осцилограми напруги ЄНЕ і струму ІЕП відповідають розрахунковим характеристикам, а їхні основні показники з точністю до 5-7% узгоджуються між собою. Бібл. 16, рис. 6.

Ключові слова: імпульсний електромеханічний перетворювач електродинамічного типу, математична модель, дві секції ємнісного накопичувача енергії, критерій ефективності, експериментальні дослідження.

Надійшла 31.08.2020
Остаточний варіант 21.12.20

ФОРМУВАННЯ ІНФОРМАЦІЙНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЗАВДАНЬ КЕРУВАННЯ ВИРОБІТКОМ ТА ВІДПУСКОМ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ ТЕПЛОЕЛЕКТРОЦЕНТРАЛЮ В УМОВАХ ФУНКЦІОНУВАННЯ ЛІБЕРАЛІЗОВАНОГО РИНКУ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

О.В. Коцар^{1*}, канд.техн.наук, Ю.О. Расько^{2**}

¹ НТУ України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна.

E-mail: kovpers@ukr.net

² ТзОВ «Учбово-науково-виробничий комплекс-ЕТУ»,
вул. Героїв УПА, 73, Львів, 79041, Україна.

E-mail: iurii.rasko@gmail.com

Лібералізація ринку електричної енергії має на меті найбільш повне задоволення потреб споживачів в електроенергетичних ресурсах та якісному електропостачанні, що вимагає адаптивного керування енерговикористанням як з боку попиту, так і з боку виробників електричної енергії – електрогенерувальних компаній. Успішна реалізація зазначеного завдання передбачає, зокрема, застосування ефективних методів та надійних засобів формування інформаційного забезпечення завдань керування виробітком та відпуском електричної енергії електрогенерувальними компаніями з метою забезпечення відповідності пропозицій ринку поточному попиту в кожний момент часу. У статті запропоновано методологію, описано реалізований інструментарій та проаналізовано досвід керування виробітком та відпуском електричної енергії теплоелектроцентраллю на базі інформації, що формується автоматизованою системою контролю, обліку та управління енерговикористанням, в умовах функціонування лібералізованого ринку електричної енергії України. Бібл. 10, рис. 5.

Ключові слова: АСКОЕ, виробіток, відпуск, дані обліку електроенергії, теплоелектроцентрально, керування виробітком електроенергії, ринок електричної енергії, точка комерційного обліку, керування попитом.

Вступ. Лібералізація ринку електричної енергії України має на меті найбільш повне задоволення потреб споживачів в електроенергетичних ресурсах за конкурентними цінами на засадах їхнього раціонального використання та захисту довкілля за безумовного забезпечення надійного функціонування електроенергетичної системи (ЕЕС) та якісного електропостачання. Досягнення зазначеної мети вимагає, серед іншого, адаптивного керування виробітком та відпуском електричної енергії електрогенерувальними компаніями задля забезпечення відповідності пропозицій ринку поточному попиту в кожний момент часу [1].

Одним з основних видів електричних станцій є теплоелектроцентралі (ТЕЦ), які здійснюють комбіноване виробництво електричної та теплової енергії і складають близько 11,5% встановленої потужності електростанцій України. У 2019 році ТЕЦ забезпечили близько 6% потреб вітчизняних споживачів в електричній енергії [2].

Калуська ТЕЦ є державним підприємством (ДП «Калуська теплоелектроцентрально-нова»), яка функціонує у «Бурштинському острові» (БуО), де має частку встановленої потужності понад 7,5%, та забезпечує потреби в тепловій енергії місто Калусь Івано-Франківської області. Калуська ТЕЦ здійснює продаж виробленої електричної енергії на ринку двосторонніх договорів (РДД) через електронні аукціони відповідно до статті 66, п. 6 [1] – в середньому 10% від загального виробітку, та ринку «на добу наперед» (РДН) – в середньому біля 90% від загального виробітку. Обсяги електричної енергії, які не було продано на РДН, реалізуються Калуською ТЕЦ на внутрішньодобовому ринку (ВДР) – в середньому до 1% від загального виробітку. У період з 01 травня по 30 вересня (не опалювальний період) Калуська ТЕЦ бере участь у роботі балансувального

ринку (БР) на контрактній основі, а також впродовж року здійснює погодинне коригування обсягів виробітку та відпуску електричної енергії на виконання команд диспетчера в рамках забезпечення операційної безпеки БуО. У такому разі контроль потужності, що генерується та надається споживачам, на перших етапах участі ТЕЦ у функціонуванні лібералізованого ринку електричної енергії України здійснювався за показами щитових приладів класу точності 3,0, що за фактом призводило до суттєвих відхилень від планових завдань і виконання диспетчерських команд, та, як наслідок, до упущеної вигоди або, навіть, до економічних втрат. Сумарний обсяг відхилень відпущеної споживачам електроенергії від планових значень у липні – жовтні 2019 року склав понад 4,5 ГВт·год, а відхилення потужності сягало 2 МВт (до 6%). Набагато ефективнішим інструментом керування виробітком та відпуском електричної енергії в БуО виявилася автоматизована система контролю, обліку та управління енерговикористанням (АСКОЕ) Калуської ТЕЦ за умови застосування відповідного спеціалізованого програмного комплексу.

Мета і завдання досліджень. Метою досліджень є вдосконалення методів та засобів формування інформаційного забезпечення завдань керування виробітком та відпуском електроенергії в електрогенерувальних компаніях задля підтримання балансу між виробництвом та споживанням електричної енергії у реальному часі в умовах функціонування лібералізованого ринку електричної енергії, що, врешті-решт, має сприяти якісному електропостачанню та найбільш повному задоволенню потреб споживачів в електроенергетичних ресурсах.

Задля досягнення поставленої мети у статті:

- виконано аналіз вимог оператора системи передачі (ОСП) щодо коригування обсягів виробітку й відпуску електроенергії на ВДР та керування виробітком і відпуском електричної енергії в реальному часі на БР, зокрема, з метою забезпечення операційної безпеки системи передачі, задоволення сумарного попиту на електричну енергію і потужність у кожний момент часу та реалізації прав споживачів на якісне електропостачання шляхом підтримання балансу між виробництвом та споживанням електричної енергії;
- обґрунтовано та доведено залежність енергетичної ефективності ринку електроенергії від достовірності уточнення обсягів виробітку і відпуску електричної енергії на ВДР та результативності керування виробітком і відпуском електричної енергії у реальному часі на БР;
- за результатами виконаного аналізу розроблено рекомендації щодо забезпечення надійного застосування АСКОЕ в лібералізованому ринку електричної енергії України з метою найбільш повної реалізації прав споживачів на якісне електропостачання та вільний вибір шляхів енергозабезпечення на конкурентних засадах;
- за результатами виконаних досліджень розроблено та впроваджено інструментарій формування інформаційного забезпечення завдань керування виробітком та відпуском електричної енергії електрогенерувальними компаніями на базі АСКОЕ;
- запропоновано шляхи підвищення достовірності інформаційного забезпечення завдань керування виробітком і відпуском електричної енергії в реальному часі через розширення функціональних можливостей АСКОЕ.

Матеріал досліджень. Формування інформаційного забезпечення електропостачання споживачів в Україні вже понад півстоліття здійснюється АСКОЕ [3], які набули широкого застосування на оптовому та роздрібному ринках електричної енергії з початком реформування електроенергетичного сектору України [4]. Проте, в Оптовому ринку електричної енергії (ОРЕ) України (2000 – 2018 роки) перевага необґрунтовано надавалася лише одній з функцій таких систем – комерційному обліку електроенергії з метою інформаційного забезпечення розрахунків на ринку, що, з одного боку, суттєво обмежувало сферу застосування та продуктивність АСКОЕ, з іншого – фактично позбавляло учасників ринку як споживачів, так і електроенергетичні компанії, дієвого інструментарію підвищення ефективності енерговикористання через відсутність належних ринкових стимулів [5].

Лібералізація ринку електричної енергії України має на меті забезпечення недискримінаційного доступу споживачів до електроенергетичних ресурсів на конкурентних засадах, стимулювання гравців ринку до енергоефективної поведінки та мінімізацію негативного впливу на довкілля, зокрема, через раціональне використання енергетичних ресурсів та узгоджене керування пропозиціями ринку відповідно до поточного попиту в реальному часі. Останнє завдання є зворотним та, в свою чергу, передбачає адаптивне узгодження попиту із поточними пропозиціями на ринку. Врешті-решт перевагу отримають активні гравці ринку – дисципліновані споживачі, здатні узгоджено використовувати електроенергетичні ресурси, зокрема, споживати електроенергію і адаптивно

керувати власним попитом відповідно до поточної ринкової кон'юнктури, та гнучкі електрогенерувальні компанії (ГК), здатні генерувати потужність у точній відповідності до закупленого у них графіка та забезпечити адаптивне маневрування власними електричними потужностями відповідно до поточних коливань попиту й пропозицій з метою енергоефективного балансування ринку електричної енергії.

Завдання будь-якої ГК, яка продає вироблену електричну енергію на РДД, РДН та/або ВДР, для кожної одиниці реального часу (ОРЧ) БР i -го розрахункового періоду (15 хв. та 60 хв. відповідно [6]) у загальному випадку можна виразити формулою

$$P_i^{\text{ген}} = P_i^{\text{РДД}} + P_i^{\text{РДН}} + P_i^{\text{ВДР}} + \Delta P_i, \quad (1)$$

де $P_i^{\text{ген}}$ – усереднена потужність, що генерується ГК впродовж i -го розрахункового періоду, кВт; $P_i^{\text{РДД}}$ – усереднена потужність, що відповідає кількості електричної енергії, яку було продано ГК на РДД та заявлено для i -го розрахункового періоду на РДН, кВт; $P_i^{\text{РДН}}$ – усереднена потужність, що відповідає кількості електричної енергії, яку було продано ГК на РДН для i -го розрахункового періоду, кВт; $P_i^{\text{ВДР}}$ – усереднена додаткова потужність, що відповідає кількості електричної енергії, яку було уточнено ГК на ВДР для i -го розрахункового періоду (алгебраїчна величина), кВт; ΔP_i – усереднені технологічні втрати потужності в i -му розрахунковому періоді в розподільному пристрої ГК на ділянці від точки генерування потужності до точки продажу електричної енергії на ринку, кВт.

Відповідно до розділу V Кодексу системи передачі (КСП) [7] виконання команд диспетчера задля забезпечення операційної безпеки системи передачі в синхронному об'єднанні є обов'язковим для всіх виробників електроенергії, які управляють одиницями відпуску, в обсягах усієї їхньої доступної потужності для забезпечення балансуєчої електричної енергії на завантаження та розвантаження незалежно від факту продажу будь якого типу резерву. Відповідно, будь-яка ГК, яка має у своєму розпорядженні керовані електричні потужності, зобов'язана виконувати команди диспетчера на їхнє завантаження/розвантаження з метою балансування ринку електричної енергії. То ж в дійсності цільове завдання (1) слід скоригувати

$$P_i^{\text{вир}} = (P_i^{\text{РДД}} + P_i^{\text{РДН}} + P_i^{\text{ВДР}} + \Delta P_i) + P_i^{\text{крп}}, \quad (2)$$

де $P_i^{\text{крп}}$ – величина коригування потужності, що генерується ГК, на виконання оперативних команд диспетчера на завантаження/розвантаження впродовж i -го розрахункового періоду (алгебраїчна величина), кВт.

Якщо ГК приймає участь у роботі БР на контрактній основі, $P_i^{\text{крп}}$ може задаватися для кожної ОРЧ. В іншому випадку, як наприклад, для Калуської ТЕЦ $P_i^{\text{крп}}$ повинно задаватися лише для i -го розрахункового періоду в цілому до моменту його фактичного настання. Проте на практиці команди диспетчера часто надходять для поточного розрахункового періоду у довільні моменти часу, що несе суттєві ризики їхнього виконання з технічних причин. Крім того, розвантаження ТЕЦ в опалювальний сезон нижче гранично допустимого рівня окрім економічних збитків може призвести до неможливості постачання теплової енергії споживачам і, як наслідок, до порушення умов договорів на тепlopостачання, штрафів, виникнення соціальної напруженості тощо. Також слід зауважити, що надаючи ГК оперативну команду на розвантаження, ОСП зобов'язаний відшкодувати ГК вартість недовідпущеної електроенергії, проданої в інших сегментах ринку, а у разі надання оперативної команди на завантаження – оплатити за ринковими цінами обсяг електроенергії, відпущеної понад планових обсягів, а також оплатити ГК послуги з балансування навантаження.

Під час надання послуг з балансування, зокрема, на виконання команд диспетчера на завантаження/розвантаження Правилами ринку [6] і КСП [7] рекомендовано керуватися, наприклад, результатами телевимірювань. Проте, застосування миттєвих даних телевимірювань для керування виробітком та відпуском через низку причин, таких як наявність похибки вимірювань, похибки синхронізації, затримки доставлення інформації оператору, неточність виконання команд управління тощо, не дає змогу гарантовано забезпечити точну відповідність попиту і пропозицій ринку для розрахункового періоду. Як наслідок, результати керування за даними телевимірювань у загальному випадку не збігаються з даними комерційного обліку електроенергії та на практиці можуть суттєво відрізнятись від них. Задля успішного розв'язання завдання з балансування навантаження як споживачі, так і виробники електричної енергії – ГК, потребують надійного інструментарію

формування інформаційного забезпечення завдань управління режимами виробітку, постачання та споживання електричної енергії на ринку. Понад півстолітній досвід довів, що таким інструментарієм безперечно є повномасштабні багатофункціональні АСКОЕ [3, 8, 9], які надають оператору результати інтегральних вимірювань за різні інтервали часу для кожного розрахункового періоду, що цілком узгоджується з Правилами ринку [6] і КСП [7].

АСКОЕ Калуської ТЕЦ, яку введено в експлуатацію у 2009 році, забезпечує контроль та облік виробітку та відпуску в мережу електричної енергії. З метою підвищення надійності обліку електроенергії та забезпечення максимально ефективної інформаційної взаємодії із Головним оператором та суміжними суб'єктами ОРЕ України у 2015 році було проведено реконструкцію АСКОЕ. Сьогодні АСКОЕ Калуської ТЕЦ являє собою трирівневу територіально розподілену систему програмно-апаратних засобів, призначених для вимірювання, оброблення (визначення, обчислення, агрегування), збирання, зберігання, передавання та відображення даних комерційного й технічного обліку електричної енергії та управління ними з метою надійних комерційних розрахунків в лібералізованому ринку електричної енергії та інформаційного забезпечення завдань керування режимами виробітку, відпуску та постачання електричної енергії споживачам (рис. 1).

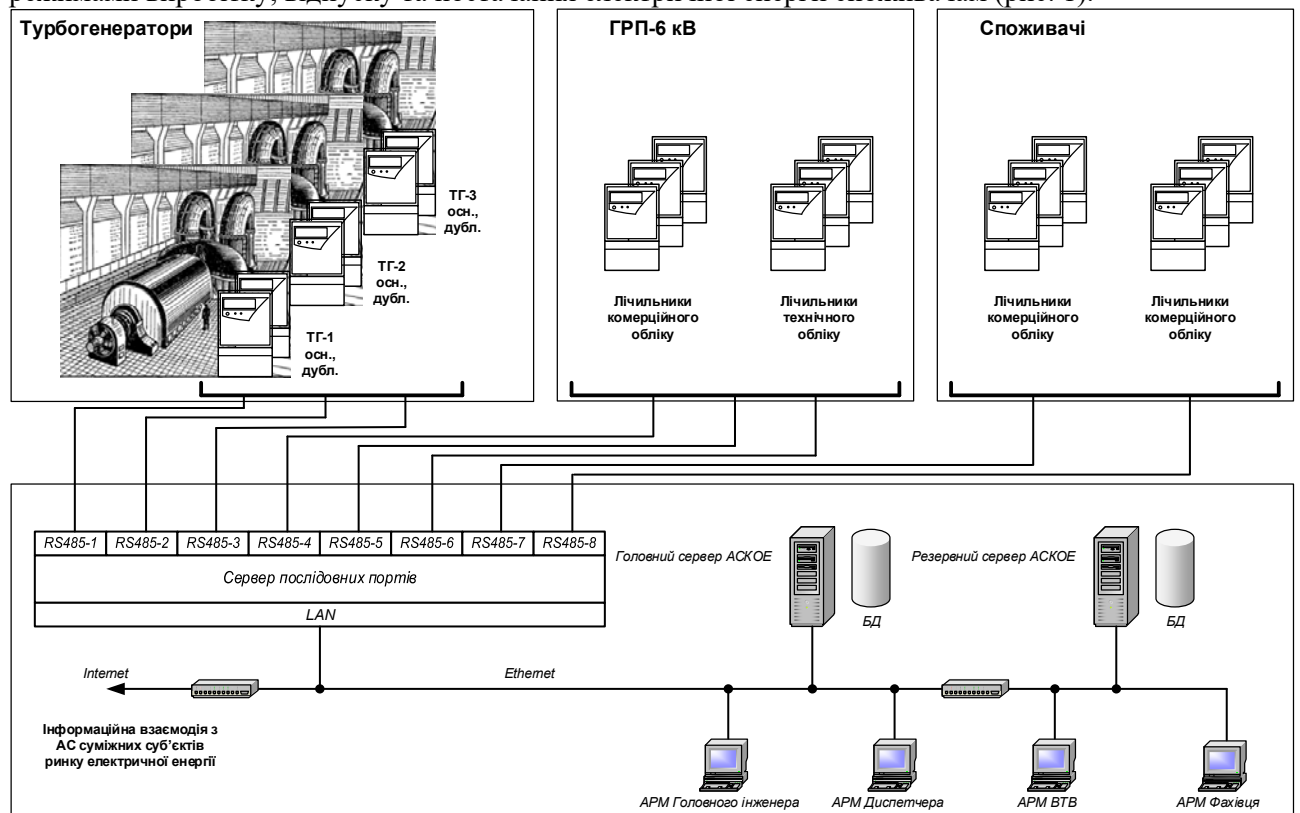


Рис. 1

На нижньому рівні АСКОЕ здійснюється вимірювання та облік електроенергії на базі смарт-лічильників, визначення параметрів обліку по точках обліку, зберігання визначених значень у первинній базі даних (ПБД) лічильників та забезпечення доступу клієнтів до ПБД цифровими комунікаційними інтерфейсами. На середньому (комунікаційному) рівні забезпечується інформаційна взаємодія серверів і клієнтів та смарт-лічильників комунікаційною мережею АСКОЕ, яка з'єднує між собою лініями та каналами зв'язку сервери послідовних портів, мережеві комутатори, маршрутизатори, адаптери та модеми. Верхній рівень АСКОЕ забезпечує управління даними обліку, а саме, їхню верифікацію, валідацію, агрегування, формування даних комерційного обліку, інформаційну взаємодію з АСКОЕ суміжних суб'єктів ринку, споживачів та автоматизованими системами (АС) зацікавлених сторін, зокрема, ОСП та постачальників послуг комерційного обліку (ППКО). Основу верхнього рівня утворюють сервери та робочі станції клієнтів АСКОЕ, на яких функціонують спеціалізовані програмні комплекси.

Одним з таких спеціалізованих програмних комплексів є автоматизована інформаційна система керування енерговикористанням (AIC KE) *ETU Power Monitor* [8], призначена для формування

інформаційного забезпечення завдань керування режимами виробітку, відпуску, постачання та споживання електричної енергії відповідно до Правил ринку [6] і КСП [7] в умовах функціонування лібералізованого ринку електричної енергії України. До складу *ETU Power Monitor* входять (рис. 2): модуль оперативного контролю (МОК); модуль інтегрального контролю (МІК); модуль попереднього оцінювання (МПО); модуль управління відхиленнями (МУВ); модуль синхронізації вимірювань (МСВ); модуль інформаційної взаємодії (МІВ); модуль зберігання, візуалізації та документування результатів контролю та керування (МЗВ) та модуль параметрування (МП).

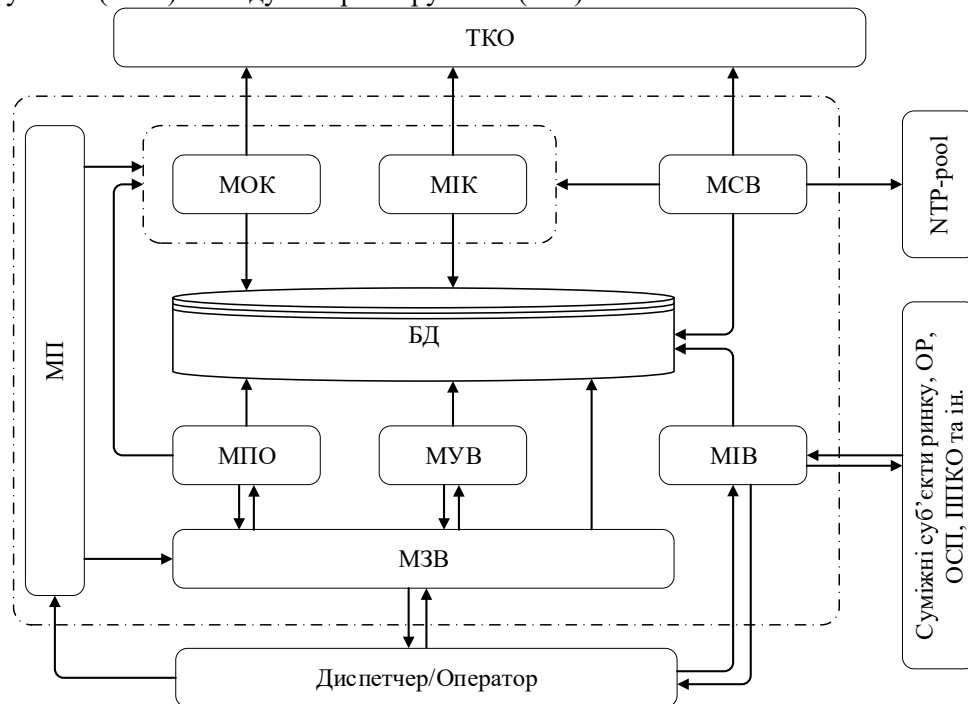


Рис. 2

МОК здійснює формування миттєвих значень активної електричної потужності по визначених точках комерційного обліку (ТКО) з вибраним інтервалом оперативного контролю (1, 2, 3 або 5 хв.), їхнє агрегування по визначених групах обліку, а також реалізує управління сформованими значеннями з метою забезпечення надійного керування з боку диспетчера ТЕЦ поточними режимами виробітку та постачання електроенергії споживачам.

МІК забезпечує формування інтегральних значень активної електричної потужності по визначених ТКО, їхнє агрегування по визначених групах обліку, а також реалізує управління сформованими значеннями з метою забезпечення надійного керування. Під інтегральним значенням розуміється активна електрична потужність, усереднена за період часу з початку поточного розрахункового періоду.

МПО формує прогнозовані значення активної електричної потужності по визначених групах обліку на кінець поточного розрахункового періоду з вибраним інтервалом оперативного контролю з довірчим інтервалом $\pm 5\%$ цільового значення і довірчою ймовірністю $P = 0,95$ (95%), а також здійснює управління цими значеннями з метою забезпечення надійного керування.

МУВ формує та надає диспетчеру ТЕЦ рекомендовані параметри керування, а також реалізує управління сформованими значеннями з метою забезпечення надійного керування.

МСВ здійснює прив'язку часу інтегрованих годинників смарт-лічильників електроенергії і серверів АСКОЕ до Національної шкали часу UTC(UA) з абсолютною похибкою прив'язки не більшою за ± 10 с.

МІВ забезпечує інформаційну взаємодію з АС зацікавлених сторін під час контролю виробітку та відпуску електричної енергії відповідно до вимог чинних нормативних документів та регламентів лібералізованого ринку електроенергії України.

МЗВ зберігає результати контролю та керування, візуалізує та документує їх на кожному кроці, який дорівнює вибраному інтервалу оперативного контролю.

МП забезпечує вибір інтервалу оперативного контролю з інтервалу 1, 2, 3 або 5 хв. та встановлення цільових значень керування режимами виробітку та постачання електроенергії споживачам. Зокрема, МП дозволяє диспетчеру ТЕЦ задавати значення коригувань потужності $P_i^{крґ}$ за командами диспетчера БуО з метою їхнього подальшого використання в АІС КЕ.

Метою керування є одночасне й повне усунення невідповідності виробітку електричної енергії та її відпуску споживачам встановленим цільовим (плановим) значенням у кожному розрахунковому періоді

$$\begin{cases} \Delta W_i^{ген} \rightarrow 0 \\ \Delta W_i^{від} \rightarrow 0 \end{cases}, \quad (3)$$

де $\Delta W_i^{ген}$ – величина невідповідності виробітку електроенергії цільовому (плановому) значенню в i -му розрахунковому періоді, кВт·год; $\Delta W_i^{від}$ – величина невідповідності відпуску в ринок (постачання споживачам) електричної енергії цільовому (плановому) значенню в i -му розрахунковому періоді, кВт·год. Визначення цільових (планових) значень керування для випадку, коли $P_i^{крґ}$ не визначено (не задано), здійснюється за [9, 10]

$$\begin{cases} \Delta W_i^{ген} = \sum_{j=1}^n (P_j^{ген} \Delta t_j) - P_i^{ген_{пл}} \sum_{j=1}^n \Delta t_j \\ \Delta W_i^{від} = \sum_{j=1}^n (P_j^{від} \Delta t_j) - (P_i^{ген_{пл}} - \Delta P_i) \sum_{j=1}^n \Delta t_j \end{cases}, \quad (4)$$

де $P_j^{ген}$ – усереднена потужність, що генерується ГК впродовж j -го інтервалу оперативного контролю всередині i -го розрахункового періоду, кВт; $P_j^{від}$ – усереднена потужність, що відпускається ГК споживачам впродовж j -го інтервалу оперативного контролю всередині i -го розрахункового періоду, кВт; $P_i^{ген_{пл}} = P_i^{РДД} + P_i^{РДН} + P_i^{ВДР} + \Delta P_i$ – потужність, що повинна планово генеруватися ГК на БР впродовж i -го розрахункового періоду відповідно до обсягів електричної енергії, які було продано ГК на РДД і РДН та уточнено на ВДР, кВт; j – номер поточного інтервалу оперативного контролю всередині i -го розрахункового періоду; n – кількість інтервалів оперативного контролю з початку i -го розрахункового періоду на поточний момент контролю виробітку та відпуску електричної енергії; Δt_j – тривалість j -го інтервалу оперативного контролю, год.

Для випадку, коли $P_i^{крґ}$ визначено (задано) до моменту настання i -го розрахункового періоду, визначення цільових значень керування здійснюється за

$$\begin{cases} \Delta W_i^{ген} = \sum_{j=1}^n (P_j^{ген} \Delta t_j) - (P_i^{ген_{пл}} + P_i^{крґ}) \sum_{j=1}^n \Delta t_j \\ \Delta W_i^{від} = \sum_{j=1}^n (P_j^{від} \Delta t_j) - (P_i^{ген_{пл}} - \Delta P_i + P_i^{крґ}) \sum_{j=1}^n \Delta t_j \end{cases}. \quad (5)$$

Для випадку, коли $P_i^{крґ}$ визначено (задано) під час i -го розрахункового періоду, визначення цільових значень керування здійснюється залежно від того, для якого інтервалу часу визначено $P_i^{крґ}$. Якщо $P_i^{крґ}$ визначено для поточного розрахункового періоду в цілому, визначення цільових значень керування здійснюється за (5). Якщо $P_i^{крґ}$ визначено для інтервалу часу від моменту надходження відповідної команди диспетчера до закінчення поточного розрахункового періоду, визначення цільових значень керування здійснюється за

$$\begin{cases} \Delta W_i^{ген} = \sum_{j=1}^n (P_j^{ген} \Delta t_j) - \left(P_i^{ген_{пл}} \sum_{j=1}^{n_k} \Delta t_j + P_i^{крґ} \sum_{j=n_k}^n \Delta t_j \right) \\ \Delta W_i^{від} = \sum_{j=1}^n (P_j^{від} \Delta t_j) - \left(P_i^{ген_{пл}} - \Delta P_i \right) \sum_{j=1}^n \Delta t_j + P_i^{крґ} \sum_{j=n_k}^n \Delta t_j \end{cases}, \quad (6)$$

де n_k – момент часу надходження команди диспетчера на коригування потужністю, год. Слід враховувати, що у загальному випадку n_k може бути не кратним j , але з метою зменшення помилки керування n_k приймається рівним найближчому кратному j . Задля мінімізації помилки керування в *ETU Power Monitor* інтервал оперативного контролю вибирається з ряду: 1, 2, 3 або 5 хв.

Власне керування виробітком та відпуском електричної енергії споживачам реалізовано за методом ідеальної норми [9]. Задля зменшення помилки керування лінію ідеальної норми розташовано між лінією скидання та лінією відновлення потужності (навантаження) [10], а довірчий інтервал d_w вибирається виходячи з технічних можливостей засобів управління потужністю (навантаженням) та для Калуської ТЕЦ прийнято $\pm 5\%$. Задля підвищення ергономічності та наочності візуалізації результати керування потужністю (навантаженням) відображаються як у функції ідеальної норми, так і у функції миттєвої норми у цифровому та графічному вигляді (рис. 3).

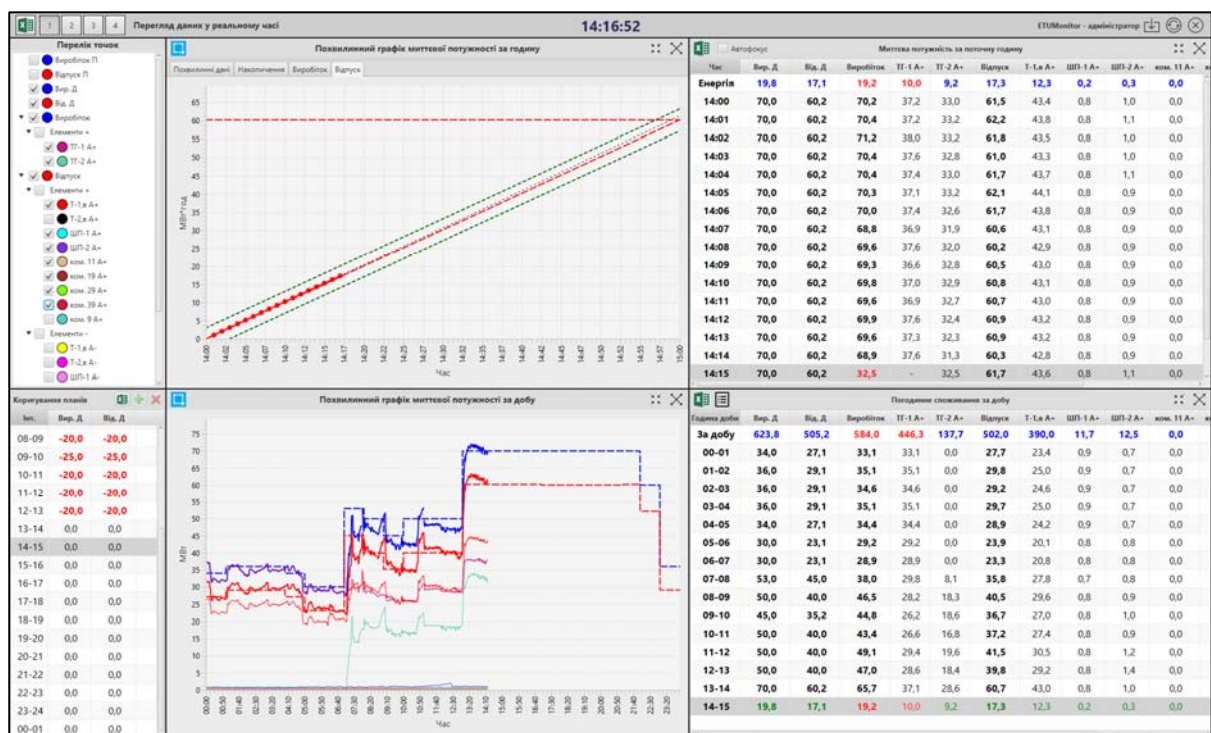


Рис. 3

На рис. 3 показано головний екран *ETU Power Monitor*, де: верхній ряд – вікно вибору точок та груп обліку як об’єктів моніторингу, вікно відображення результатів керування за методом ідеальної або за методом миттєвої норми впродовж поточного розрахункового періоду в графічному та цифровому вигляді; нижній ряд – вікно диспетчерських коригувань, вікно відображення результатів керування за методом миттєвої норми впродовж поточної доби в графічному та цифровому вигляді.

Результати керування виробітком та відпуском електричної енергії Калуської ТЕЦ впродовж грудня 2019 – березня 2020 року (кВт·год) за допомогою АІС КЕ оцінювалися за метриками: «Евклідова відстань» (рис. 4) та «зважена Евклідова відстань» (рис. 5).

На рис. 4 наведено графік оцінки результатів керування відпуском електроенергії через «Евклідову відстань», де позначено: $d_{КП}$ – «Евклідова відстань» фактичного (результуючого) графіка керування відпуском від планового (завданого) графіка, яка визначена за інтегральними даними комерційного обліку електроенергії, кВт·год; $d_{ГП}$ – «Евклідова відстань» фактичного (результуючого) графіка керування відпуском від планового (завданого) графіка, яка визначена за інтегральними даними технічного обліку електроенергії, кВт·год; $d_{МП}$ – «Евклідова відстань» фактичного (результуючого) графіка керування відпуском від планового (завданого) графіка, яка визначена за даними оперативного контролю, кВт·год. Необхідність застосування для керування виробітком і відпуском електроенергії даних технічного обліку зумовлена відсутністю в загальному випадку, зокрема на Калуській ТЕЦ, оперативного доступу до окремих лічильників комерційного обліку, в даному випадку, з причини розташування їх в електроустановках суміжних суб’єктів ринку.

З рис. 4 видно, що всі результати оцінки подібності планового і фактичного графіків відпуску електричної енергії збігаються і належну якість керування підтверджено даними комерційного обліку електричної енергії. Втім, «Евклідова відстань» добре характеризує якість керування та дає змогу оцінити відхилення результатів керування від планового графіку, проте, нічого не говорить щодо наслідків таких відхилень.

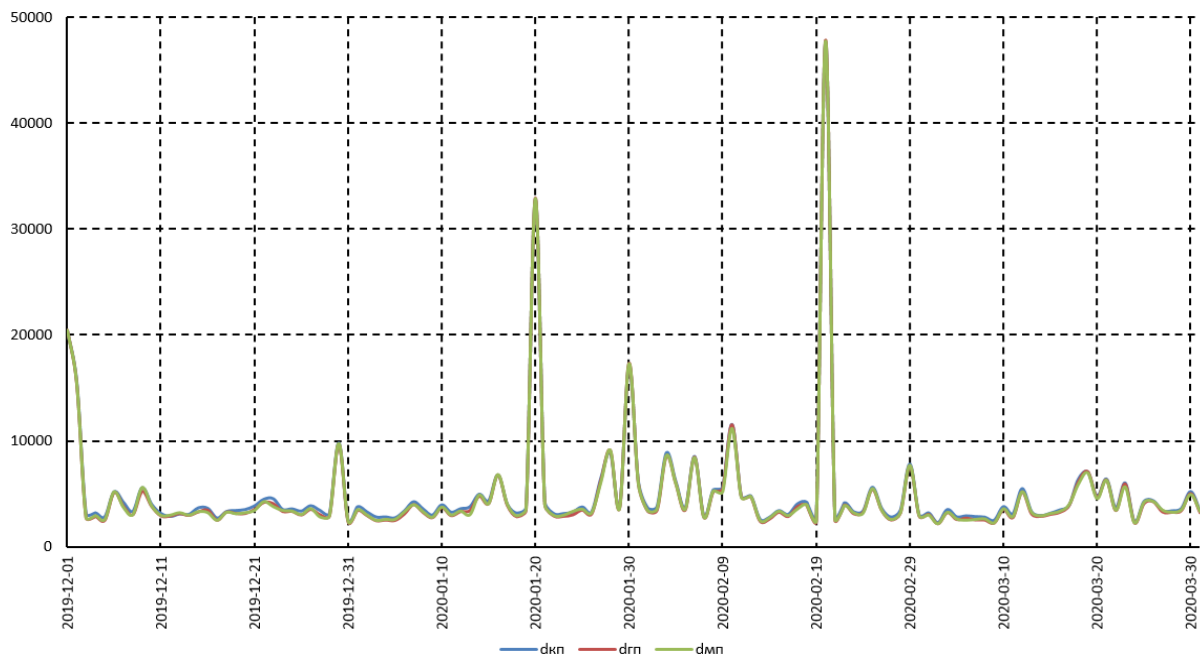


Рис. 4

Задля отримання об'єктивної оцінки наслідків керування відпуском електроенергії застосовано «зважену Евклідову відстань» (рис. 5), де вагові коефіцієнти ω_i відображують вартість врегулювання небалансів на БР впродовж кожного розрахункового періоду.

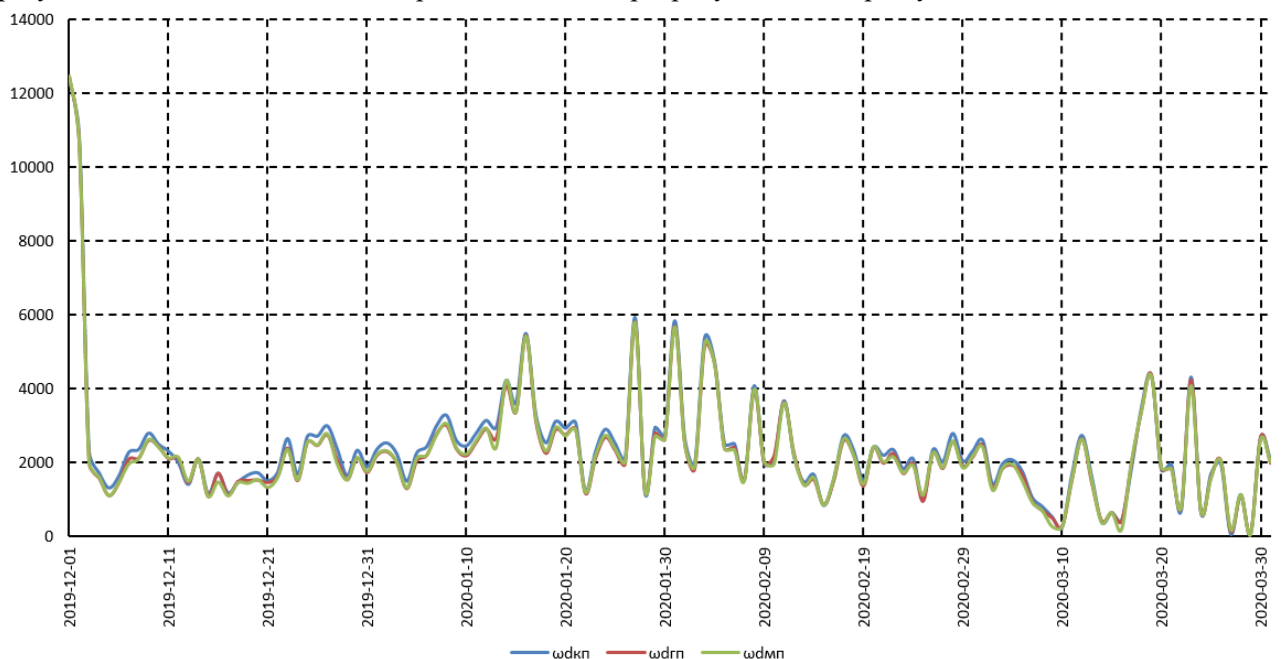


Рис. 5

Після впровадження АІС КЕ на Калуській ТЕЦ добове значення залишкової невідповідності виробітку електричної енергії плановим значенням $\sum_{i=1}^{24} |\Delta W_i^{\text{ген}}|$ за даними комерційного обліку не перевищує 1,7%, а добове значення залишкової невідповідності відпуску в ринок (постачання

споживачам) електричної енергії плановим значенням $\sum_{i=1}^{24} |\Delta W_i^{\text{від}}| - 1,9\%$. Сумарний обсяг відхилень відпущеної споживачам електричної енергії від планових значень в грудні 2019 – березні 2020 року скоротився до 2,1 ГВт·год. З урахуванням середньозваженої ціни на РДН за зазначений період це близько 1648 грн/МВт·год, що дозволило окупили впровадження АІС КЕ менше, ніж за місяць.

Позитивні результати застосування АІС КЕ та набутий досвід керування виробітком та відпуском електричної енергії в реальному часі на Калуській ТЕЦ дало змогу у травні 2020 року звузити довірчий інтервал на порядок, до $\pm 0,5\%$ планового значення за того ж самого рівня довірчої ймовірності. У подальшому довірчий інтервал було ще більше звужено і, оскільки недовідпуск електричної енергії від планового обсягу несе вищий ризик та призводить до більших економічних втрат ГК, прийнято несиметричним від 0% до +0,2% планового значення за $P = 0,95$ (95%).

Висновки. Ефективність функціонування ГК, яка має у власному розпорядженні керовані електричні потужності, в лібералізованому ринку електричної енергії безпосередньо залежатиме від спроможності компанії реалізувати точне керування виробітком та відпуском електричної енергії на БР відповідно до планових обсягів продажу електричної енергії на РДД і РДН та уточнених на ВДР за умови належного виконання команд диспетчера на коригування потужності в рамках забезпечення операційної безпеки системи передачі. Успішне розв’язання поставленого завдання вимагатиме дієвого інструментарію формування інформаційного забезпечення завдань керування виробітком та відпуском електричної енергії в реальному часі. Таким інструментарієм є повномасштабні багатofункціональні автоматизовані системи контролю, обліку та управління енерговикористанням, які надають диспетчеру достовірну й актуальну інформацію щодо поточних та інтегральних параметрів режимів виробітку і споживання електричної енергії та здійснюють надійне формування інформаційного забезпечення завдань оперативного керування цими процесами. Досвід застосування АСКОЕ разом з програмним комплексом АІС КЕ для формування інформаційного забезпечення завдань керування виробітком та відпуском електричної енергії на Калуській ТЕЦ показав зменшення загальної кількості відхилень від планових завдань понад ширину інтервалу керування до 0,4%, що забезпечило виконання Калуською ТЕЦ узгоджених режимів виробітку і відпуску електричної енергії споживачам з високою точністю та створило умови для надійного врегулювання небалансів і коригування потужності в рамках забезпечення операційної безпеки БуО. Урешті-решт, це сприятиме поліпшенню якості електропостачання, найбільш повному задоволенню потреб споживачів в електроенергетичних ресурсах, підвищенню рівня енергоефективності та мінімізації шкідливого впливу на довкілля.

1. Про ринок електричної енергії: Закон України від 13.04.2017 р. № 2019-VIII.

URL: <http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/2019-19> (дата звернення 15.05.2020).

2. Звіт з оцінки відповідності (достатності) генеруючих потужностей. ДП «НЕК «Укренерго», 2019. 84 с. URL: <https://ua.energy/wp-content/uploads/2019/10/Zvit-z-otsinky-vidpovidnosti-vid-31.10.19.pdf> (дата звернення 15.05.2020).

3. Праховник А.В., Тесик Ю.Ф., Жаркін А.Ф., Новський В.О., Гриб О.Г. Автоматизовані системи обліку та якості електричної енергії в оптовому ринку. Х.: ПП Ранок-НТ, 2012. 516 с.

4. Коцар О.В. Формування інформаційного забезпечення функціонування ринку електричної енергії України. *Енергетика: економіка, технології, екологія*. 2017. № 4. С. 29–47.

5. Steen D., Le T., Bertling L. Price-Based demand-side management for reducing peak demand in electrical distribution systems—with examples from Gothenburg. 10th Nordic Conference on *Electricity Distribution System Management and Development* (NORDAC 2012). Espoo, Finland, September 10-11, 2012.

URL: <https://research.chalmers.se/publication/163330> (дата звернення 10.04.2020).

6. Правила ринку: Затверджено постановою НКРЕКП від 14.03.2018 р. № 307. 162 с.

URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0307874-18> (дата звернення 10.04.2020).

7. Кодекс системи передачі: Затверджено постановою НКРЕКП від 14.03.2018 р. № 309. 269 с.

URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0309874-18> (дата звернення 10.04.2020).

8. Коцар О.В., Расько Ю.О. Комплекс комп’ютерних програм автоматизованої інформаційної системи керування енерговикористанням ETU Monitor. Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір № 94373 від 02.12.2019 р. URL: file:///C:/Users/DESKTO~1.000/AppData/Local/Temp/Avtor___Pravo___%E2%84%96_56-2019-1.pdf (дата звернення 30.01.2020).

9. Праховник А.В., Розен В.П., Дегтярев В.В. Энергосберегающие режимы электроснабжения горнодобывающих предприятий. М.: Недра, 1985. 232 с.

10. Коцар О.В. Керування режимами електроспоживання кінцевих споживачів в умовах запровадження в Україні ринку двохсторонніх договорів та балансууючого ринку. *Праці ІЕД НАНУ. Спеціальний випуск*. 2011. С. 121–130.

FORMATION OF THE INFORMATIONAL SUPPORTING FOR MANAGEMENT OF POWER GENERATION AND DELIVERY ON THE COGENERATION POWER PLANT IN THE LIBERALIZED ELECTRICITY MARKET

O. Kotsar¹, I. Rasko²

¹National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,

Peremohy avenue, 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

E-mail: kovpers@ukr.net

²Educational-Scientific-Production Complex-ETU” Ltd.,

Heroiv UPA str., 73, build. 10, Lviv, 79041, Ukraine.

E-mail: iurii.rasko@gmail.com.

The liberalization of the electricity market aims at the most complete repletion of consumer needs for electricity and quality power supply, which requires the adaptive management of an energy using both by demand side and by the electricity producers – power plants. The successful solution of this task provides, in particular, for using the effective methods and reliable means for the formation of the informational support for the tasks of managing the power generation and delivery on the power plants in order to ensure conforming in real time the market power bids to current demand side asks. The article proposes a methodology, describes the implemented tools and analyzes the experience of managing the power generation and delivery on the cogeneration power plant based on the information which formed by the automated system for control, metering and energy management in the conditions of functioning of the liberalized electricity market of Ukraine. References 10, figures 5.

Key words: smart metering system, power generation, power delivery, electricity metering data, cogeneration, power generation management, electricity market, commercial metering point, demand side management.

1. On Electricity Market: The Law of Ukraine 13.04.2017 No 2019-VIII.

URL: <http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/2019-19> (Accessed at 15.05.2020). (Ukr)

2. The Report on Conformity Assessment (Adequacy) of Generating Capacities. NEC «Ukrenergo», 2019. 84 p. URL: <https://ua.energy/wp-content/uploads/2019/10/Zvit-z-otsinky-vidpovidnosti-vid-31.10.19.pdf> (Accessed at 15.05.2020). (Ukr)

3. Prakhovnyk A.V., Tesyk Yu.F., Zharkin A.F., Novskiy V.O., Hryb O.H. The Automated Systems for Metering and Quality in the Wholesale Electricity Market. Kharkiv: PE Ranok-NT, 2012. 516 p. (Ukr)

4. Kotsar O.V. Formatting the Information Support for Functioning of the Electricity Market of Ukraine. *Energetyka: Economica, Technologiia, Ecologiia*. 2017. No 4. Pp. 29 – 47. (Ukr)

5. Steen D., Le T., Bertling L. Price-Based demand-side management for reducing peak demand in electrical distribution systems—with examples from Gothenburg. 10th Nordic Conference on *Electricity Distribution System Management and Development* (NORDAC 2012). Espoo, Finland, September 10-11, 2012.

URL: <https://research.chalmers.se/publication/163330> (Accessed at 10.04.2020).

6. The Market Rules: Approved by the NEURC Resolution 14.03.2018. No 307. 162 p.

URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0307874-18> (Accessed at 10.04.2020). (Ukr)

7. The Power Transmission System Codex: Approved by the NEURC Resolution 14.03.2018. No 309. 269 p.

URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0309874-18> (Accessed at 10.04.2020). (Ukr)

8. Kotsar O., Rasko I. The complex of computer programs for the automated information system for energy management ETU Monitor: Certificate of copyright registration No 94373. 02.12.2019. (Ukr)

URL: file:///C:/Users/DESKTO~1.000/AppData/Local/Temp/Avtor___Pravo___%E2%84%96_56-2019-1.pdf (Accessed at 30.01.2020)

9. Prakhovnyk A.V., Rozen V.P., Dehtiarov V.V. The Energy-Saving Modes of Power Supply for Mining Enterprises. Moskva: Nedra, 1985. 232 p. (Rus)

10. Kotsar O.V. Managing the Final Consumers Electricity Consumption Modes in the Conditions of Introduction in Ukraine the Bilateral Contracts and Balancing Electricity Market. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky. Spetsialnyi vypusk*. 2011. Pp. 121–130. (Ukr)

Надійшла 15.06.2020

Остаточний варіант 28.09.2020

УДОСКОНАЛЕННЯ АЛГОРИТМУ ВИЗНАЧЕННЯ ВПЛИВУ ТЕМПЕРАТУРИ ПОВІТРЯ НА СУМАРНЕ ЕЛЕКТРИЧНЕ НАВАНТАЖЕННЯ ЕНЕРГОСИСТЕМИ ДЛЯ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ КОРОТКОСТРОКОВОГО ПРОГНОЗУВАННЯ

П.О. Черненко, докт. техн. наук, В.В. Сичова
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: cher@ied.org.ua

На підставі проведених досліджень наведено три алгоритми, які дають змогу виділяти із сумарного електричного навантаження (СЕН) енергосистеми технологічну та температурну складові в кожній годині добового графіка, що забезпечує більшу точність результатів короткострокового прогнозування (КСП) СЕН енергосистеми. Розрахунки за трьома алгоритмами проведено за даними АК Київенерго. Проаналізовано показання датчиків температури повітря за чотирма джерелами з точки зору можливості їхнього застосування у процесі КСП. Бібл. 6, рис. 3, табл. 3.

Ключові слова: алгоритм, електричне навантаження, температура повітря, короткострокове прогнозування.

Вступ. Задля розв'язання більшості технологічних задач під час управління об'єднаною енергосистемою (ОЕС) України та планування режимів на всіх ієрархічних рівнях необхідна інформація щодо електричного навантаження з певним упередженням. Найбільш часто в службах режимів ОЕС і безпосередньо диспетчерами енергосистеми використовуються результати короткострокового прогнозування СЕН з горизонтом упередження у даний час від однієї до семи діб. Тому від точності та стабільності результатів короткострокового прогнозування СЕН істотно залежить ефективність управління ОЕС та економічність розв'язання технологічних задач.

Мета дослідження. Удосконалення алгоритму визначення впливу температури повітря на території енергосистеми (далі – температури повітря) на СЕН за рахунок визначення для кожної години добового графіка меж нечутливості: верхньої, яка відображає підвищення СЕН з підвищенням температури, та нижньої – навпаки, зниження СЕН у разі зниження температури.

Короткий огляд публікацій за темою статті. Незважаючи на довгий термін вирішення задачі короткострокового прогнозування СЕН і кількість опублікованих робіт у цьому напрямку, точність і стабільність результатів прогнозування підвищуються повільно і здебільшого не задовольняють вимогам експлуатаційних організацій. Цей факт пояснюється в основному тим, що розробники програмного забезпечення для прогнозування приділяють більше уваги удосконаленню операторів для прогнозування [1] і в меншій мірі забезпеченню повноти й достовірності вхідної інформації задля побудови більш удосконалених моделей зв'язку СЕН із внутрішніми (технологічними) та зовнішніми (метеорологічними, астрономічними) факторами. Кількісна оцінка точності результатів КСП залежить від повноти та точності вихідної інформації: внутрішньої (графіків СЕН енергоємних підприємств, СЕН та його погодинних значень за планових або аварійних відключень потужних споживачів електроенергії) та зовнішньої (метеорологічних факторів, які впливають на зміну СЕН в часі). Наприклад, наразі інформація щодо рівня хмарності вимірюється в балах і є суб'єктивною. Необхідно використовувати аксіометричні дані щодо сонячної радіації в одиницях вимірювання Вт/м² або Дж/м². Вимоги до коректної оцінки точності результатів КСП, а також інших видів прогнозування – оперативного, середньострокового й довгострокового – містяться у спеціальних стандартах, які за зацікавленості в них НЕК України повинні розроблятися спеціалістами в сфері прогнозування і вимірювання в науково-дослідних інститутах із залученням спеціалістів НЕК. На думку авторів, за дотримання вимог до повноти й точності вихідної інформації точність результатів КСП повинна бути в межах: для об'єднаної енергосистеми України – 1÷1,5%, для регіональних – 2÷2,5% і обласних – 3÷4%.

У більшості робіт, які присвячено КСП, відмічається, що серед метеорологічних факторів найбільший вплив на електричне навантаження здійснює температура повітря. Так, у роботі [2] задля врахування цього впливу використовуються сезонні криві і за базове навантаження пропонується використовувати усереднений графік за липень місяць літнього періоду. На теперішній час суттєвих змін в кліматі планети і різких перепадів температури повітря в різні періоди року, застосування се-

зонних кривих, на погляд авторів, є недоцільним. В зв'язку з тим, що зміна в часі температури повітря є більш нестационарним випадковим процесом, ніж СЕН, такий підхід може призвести до появи великих похибок під час КСП СЕН. У роботі [2] відсутня коректна математична модель зв'язку електричного навантаження з температурою повітря, яка враховувала б склад навантаження та його зміну в кожен годину добового графіка. Вплив температури повітря на економічність роботи енергосистеми розглянуто у роботі [3] на тривалих інтервалах часу (місяця, року), тому цей вплив не можна врахувати у процесі КСП. Більш удосконалену математичну модель зв'язку СЕН з температурою повітря з використанням «ефективної» температури наведено у [4]. Задля побудови більш-менш точної математичної моделі зв'язку електричного навантаження з температурою повітря необхідна погодинна інформація щодо такої температури. Тому використання неповної інформації у вигляді мінімального, максимального і середньодобового значень не може забезпечити необхідну для експлуатації точність результатів КСП, навіть за використання як сучасного оператора прогнозування – нейронних мереж [5]. З наведеного короткого огляду робіт можна зробити висновок, що тема цієї роботи, в якій викладається три більш удосконалених алгоритми визначення впливу температури повітря на СЕН, що дають змогу враховувати погодинний склад навантаження, є актуальною.

Опис математичної моделі і алгоритмів. У роботі використовується наступна математична модель (1), яка включає в себе три складові. В ній відсутня залишкова складова, як у роботі [4], тому що її складно враховувати під час КСП

$$P_{ij} = P_{ij}^T + P_{ij}^t + P_{ij}^a, \quad (1)$$

де i – порядковий номер доби від 1 до n – об'єм вибірки; j – порядковий номер години ($1 \div 24$); P_{ij} – фактичне значення електричного навантаження; P_{ij}^T – технологічна складова електричного навантаження СЕН, що залежить від зміни технологічних процесів у часі, а також містить неявний вплив метеорологічних факторів, які не враховано у даній математичній моделі; P_{ij}^t – температурна складова електричного навантаження, що залежить від зміни температури повітря; P_{ij}^a – астрономічна складова електричного навантаження, що характеризує вплив кількості штучного освітлення в періоди вечірнього максимуму електричного навантаження.

У даній роботі задля поділу СЕН на технологічну і температурну складові розроблено три алгоритми, які приводяться в послідовності їхнього поступового удосконалення за трьома критеріями.

1. Відповідність реальному процесу, тобто з підвищенням температури повітря СЕН підвищується на літньому інтервалі часу. Зі зниженням температури на інших річних інтервалах СЕН підвищується.

2. Наявність двох меж «зони нечутливості», в яких знаходяться значення СЕН, що нечутливі до зміни температури повітря.

3. Значення похибки визначення температурної складової повинні бути вищими за 2.5%.

Перший алгоритм засновано на виділенні температурної складової СЕН відносно базового значення СЕН, за яке прийнято модельоване середнє значення СЕН, що відповідає середній температурі повітря годинного зрізу.

Розрахунок проводиться окремо для кожного годинного зрізу. Спочатку визначається середнє значення температури по годинному зрізу t_{cp} . Пошук рівняння залежності $P=f(t)$ відбувається за допомогою поліноміальної регресії з підбором оптимальної степені та моделі

$$P = \sum_{i=0}^m a_i t^i, \quad (2)$$

де i змінюється від 0 до оптимальної степені m ; a_i – коефіцієнти поліноміального рівняння.

Ці коефіцієнти визначаються в такій послідовності: за допомогою матричного методу формується система алгебраїчних рівнянь (3). Оскільки матриця вхідних параметрів (значень температури повітря) $X = \{[1], [t], [t^2] \dots [t^m]\}$ частіш за все є прямокутною, потрібно застосувати матричні перетворення рівняння (3), тоді шукані коефіцієнти визначаються за рівнянням (4).

$$XA = Y; \quad (3)$$

$$X^T X A = (X^T Y). \quad (4)$$

Задля підвищення універсальності методу розрахунку системи рівнянь (3), а саме, уникнення випадків, коли матриця $X^T X$ не має оберненої, отримана система алгебраїчних рівнянь розв'язується за допомогою методу Гауса. Аналіз попередніх розрахунків показав, що достатнім є підбір степеня

від 2 до 10. У такому разі для кожного степеня відбувається вибір оптимальної моделі. За цільову функцію, тобто вибір оптимальної моделі, прийнято мінімум середньої відносної похибки (МАРЕ).

Після отримання оптимальної регресійної залежності електричного навантаження від температури повітря за середнім значенням температури t_{cp} досліджуваного годинного зрізу визначається середнє значення СЕН P_{cp} . Надалі отримані значення P_{cp} й t_{cp} використовуються як базові задля побудови масивів відхилень ΔP й Δt , тобто відхилень фактичних значень СЕН і температури повітря від базових значень відповідно. З отриманих масивів ΔP й Δt виключаються пари значень відхилень із різними знаками, тобто такі, що суперечать гіпотезі щодо прямого кореляційного зв'язку навантаження та температури для досліджуваного інтервалу року.

Задля більш точного формування регресійної залежності зміни СЕН від зміни температури повітря відносно їхніх середніх значень $\Delta P=f(\Delta t)$ здійснюється сортування масивів ΔP й Δt на дві групи залежно від знака відхилення Δt , та будуються два окремі рівняння залежності $\Delta P=f(+\Delta t)$ та $\Delta P=f(-\Delta t)$. Це дає змогу врахувати особливості в характері реакції СЕН на зниження чи підвищення температури повітря.

Побудова залежностей $\Delta P=f(+\Delta t)$ та $\Delta P=f(-\Delta t)$ відбувається також за допомогою методу Гауса. Вони матимуть вигляд

$$\Delta P = \sum_{i=0}^m a_i \cdot (\pm \Delta t)^i . \quad (5)$$

У такому разі задля підвищення точності апроксимації можливе врахування середньої температури попередньої доби, тоді залежність $\Delta P=(\Delta t; t_{cp})$ формується за допомогою оптимальної множинної нелінійної регресії

$$\Delta P = a_0 + \sum_i^{2m} (a_i \cdot (\pm \Delta t)^i + b_i t_{cp}^i) . \quad (6)$$

Задля отримання модельованого значення навантаження апроксимоване значення ΔP (температурна складова) додається до базового значення навантаження P_{cp} .

Апробація першого та інших алгоритмів проводилася за даними робочих діб (з вівторка по четвер) АК Київенерго з 01.06 по 31.08.2015 (39 значень для кожної години доби). Розрахунки, проведені за першим алгоритмом задовольняють вимозі критерію 1. В табл. 1 наведено значення похибок моделювання певних годин добового графіку, які задовольняють критерію 3. Але даний алгоритм має наступні недоліки.

Таблиця 1

№ год	1	5	11	14	17	21	22
$\delta, \%$	2,17	1,52	0,98	1,77	1,65	2,03	2,01

1. Відсутність можливості врахування «зони нечутливості».

2. Оскільки для кожної години добового графіку модельоване середнє значення СЕН P_{cp} є базовим, тобто $P_{ij}^T = \text{const}$, то у разі використання даного алгоритму втрачається здатність його врахувати коливання технологічної складової СЕН під впливом внутрішніх факторів (зміни складу навантаження і технологічних режимів споживачів електроенергії), а також зовнішніх (неврахованих в моделі (1) метеорологічних факторів: швидкості і напрямку вітру, хмарності, наявності різних опадів).

З метою усунення перелічених недоліків було розроблено другий алгоритм, який спирається на ретельний аналіз й вибір базових графіків навантаження та температури повітря для кожного типу дня тижня. На рис. 1 наведено базові добові графіки СЕН та температури за вказаний раніше літній період часу для кожного типу дня тижня. Але недоліком цього алгоритму є те, що він більш реагує на зміну величини навантаження, ніж на зміну температури, навіть якщо навантаження наближене до верхньої межі «зони нечутливості». Це відображається в наявності похибок під час розрахунку температурної складової навантаження, що наочно ілюструють наведені на рис. 2 графіки його відокремлених технологічної й температурної складових, та в більших значеннях похибок о 1, 5, 21 годинах, які наведено у табл. 2. Дефект алгоритму 2 можна усунути фрагментарною побудовою базових графіків навантаження і температури. Робота в цьому напрямку виконується шляхом розробки

Таблиця 2

№ год	1	5	11	14	17	21	22
$\delta, \%$	2,7	2,8	2,3	2,1	2,1	2,7	2,1

алгоритму й програмного забезпечення формування за заданим критерієм базового графіка навантаження по його фрагментах із архіву графіків навантаження. Ця робота завершується, але для її апробації потрібен час.

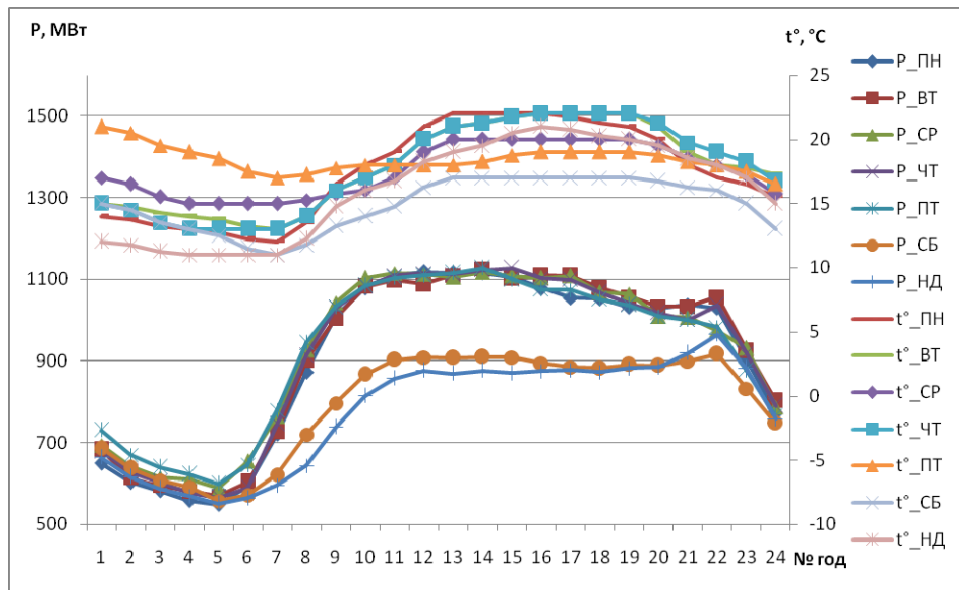


Рис. 1

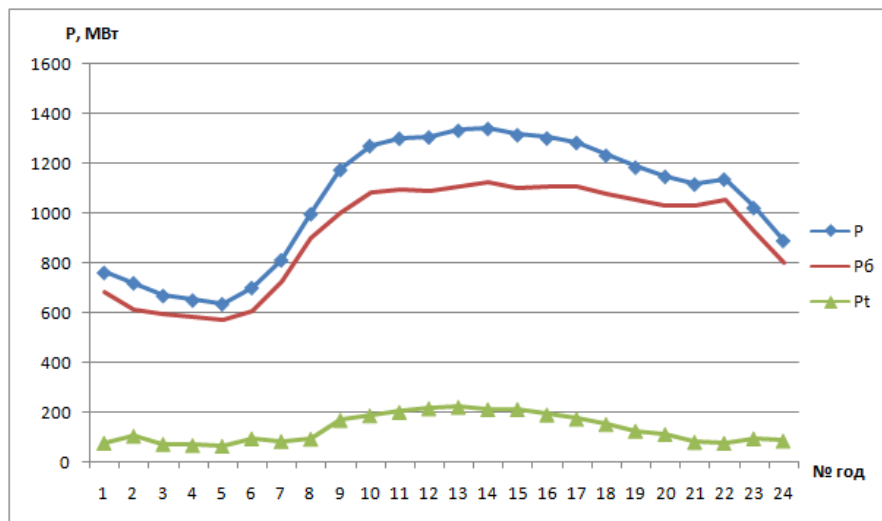


Рис. 2

Тому був розроблений третій алгоритм, який на підставі аналізу погодинних значень навантаження та температури дає змогу в адаптивному режимі формувати верхню та нижню межі «зони нечутливості». Для кожного годинного зрізу розрахунки ведуться у відхиленнях окремо задля значень вище та нижче «зони нечутливості» з відповідними значеннями навантажень і температур повітря. Отримані масиви даних перевіряються на відповідність гіпотезі щодо прямого кореляційного зв'язку для літнього інтервалу часу. Залежність між відхиленням температури та температурною складовою СЕН має вигляд: $\Delta P_i = f(\Delta t_i; \Delta t_{c_i}; \Delta t_{c_{i-1}})$, де $\Delta t_{c_i}; \Delta t_{c_{i-1}}$ – відхилення середньодобових температур даного i та попереднього $i-1$ днів від відповідних значень в точках меж «зони нечутливості». Розрахунки виконано за допомогою множинної нелінійної регресії з вибором оптимального степеня полінома.

Після виділення температурної складової СЕН розраховується технологічна складова електричного навантаження як різниці між фактичним значенням навантаження та температурною складовою навантаження

$$P_{ij}^T = P_{ij} - P_{ij}^t. \quad (7)$$

Якщо значення СЕН знаходиться в межах «зони нечутливості», то значення технологічної складової дорівнює фактичному значенню СЕН. У табл. 3 наведено значення фактичного навантаження (P), фактичної температури повітря (t), відхилення її від граничних значень температур (Δt), температурна складова (Pt) та технологічна складова (P_T) для 5, 14 та 17 годин.

Таблиця 3

№	5					14					17				
	P	t	Δt	Pt	P_T	P	t	Δt	Pt	P_T	P	t	Δt	Pt	P_T
1	552	13	-2	-37	552	1187	22,5			1187	1167	24			1167
2	605	15,8			605	1241	26,3			1241	1277	27,3			1277
3	547	13	-2	-40	547	1146	23,3	-0,8	-19	1146	1216	23,8			1216
4	583	12,8	-2,3	-5	583	1165	24			1165	1128	23,3	-0,8	-39	1128
5	574	13,8	-1,3	-14	574	1139	21,3	-2,8	-26	1139	1122	22	-2	-45	1122
6	636	20	2	52	584	1339	28,3	2	126	1213	1283	29	1	113	1170
7	618	17,8			618	1347	29,5	3,25	134	1213	1357	31,3	3,25	187	1170
8	683	22,5	4,5	99	584	1409	31	4,75	196	1213	1336	29,8	1,75	166	1170
9	569	13,8	-1,3	-19	569	1126	21,3	-2,8	-39	1126	1108	22	-2	-61	1108
10	588	15			588	1117	20	-4	-48	1117	1108	20	-4	-59	1108
11	566	13	-2	-22	566	1123	21,3	-2,8	-42	1123	1099	22	-2	-66	1099
12	587	16,8			587	1156	20,8	-3,3	-9	1156	1145	23	-1	-22	1145
13	711	20,8	2,75	127	584	1426	32,3	6	213	1213	1331	32,8	4,75	161	1170
14	729	19,8	1,75	145	584	1440	31,3	5	227	1213	1417	32	4	247	1170
15	603	13,8			603	1102	18,3	-5,8	-63	1102	1073	19	-5	-94	1073
16	582	20			582	1192	27			1192	1170	28			1170
17	593	14,5			593	1213	26,3			1213	1183	26,8			1183
18	615	16,5			615	1191	24,5			1191	1179	26			1179
	"зн"				15-18					24-26,25					24-28
	$\delta+\%$				0,00005					0,01					0,002
	$\delta-\%$				0,97					0,12					0,57

Позначення у табл. 3: «зн» – діапазон «зони нечутливості»; $\delta+\%$ – відносна похибка (МАРЕ) значень, що лежать вище межі «зони нечутливості»; $\delta-\%$ – відносна похибка (МАРЕ) значень, що лежать нижче межі «зони нечутливості». Нецілі значення температури повітря отримано шляхом інтерполяції. Від'ємні значення температурної складової СЕН отримано за температур нижче нижньої межі «зони нечутливості».

Аналіз джерел інформації щодо температури повітря. Під час досліджень виявлено, що вибір каліброваного джерела інформації щодо температури повітря є суттєвим для побудови адекватної залежності СЕН від температури повітря. Досліджено чотири джерела інформації – Д1, Д2, Д3 й Д4. Перші три датчика мають протиріччя із даними щодо навантаження. Перший датчик розташований на відкритому просторі м. Києва, тому його показання температури є заниженими особливо в нічні години. У другому та третьому датчиках, що розміщені в східному і західному районах міста Києва відповідно, виявлено ефект накопичення тепла, в зв'язку з чим їхні покази спотворюються, особливо у вечірні години доби. Покази температури повітря четвертого датчика виявилися найбільш коректними та краще синхронізовані зі значеннями навантаження, тобто у разі підвищення температури вище «зони нечутливості» значення навантаження теж підвищується, за зниження температури нижче «зони нечутливості» – навпаки. Але ці значення було отримано із дискретністю в 3 години, тому їхні погодинні значення отримано за допомогою метода інтерполяції. Для прикладу, на рис. 3 наведено графіки температури повітря із досліджуваних джерел та СЕН за 03.06.2015, де явно вира-

жено піки значень температури повітря о 20 та 21 годині на графіках Д2 й Д3 відповідно, що є мало-ймовірним в реальних умовах. Графік Д1 має різкі спади температури в нічні години.

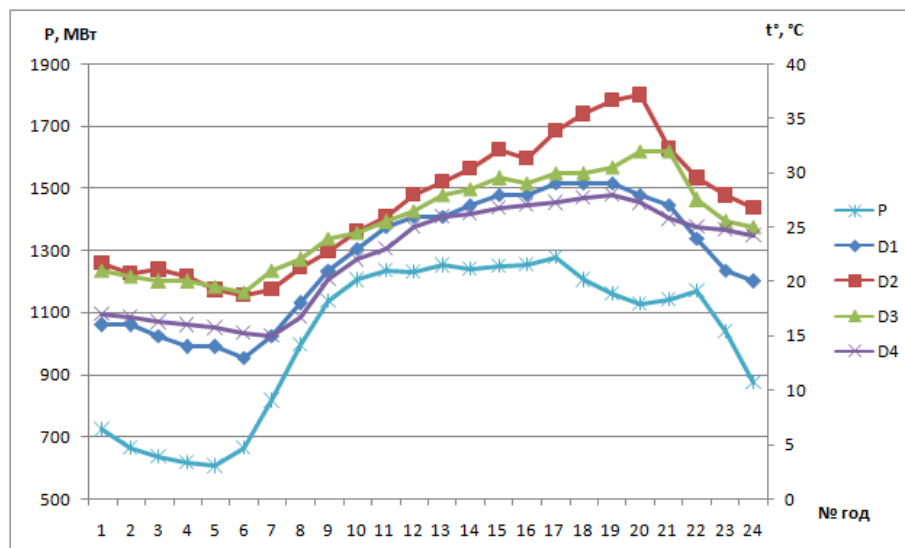


Рис. 3

Кількісна проблема джерел інформації щодо температури повітря. Існує не лише проблема наявності достовірної інформації щодо температури повітря, а й в кількості джерел. Електричне навантаження розташовано по території м. Києва нерівномірно. Тому використовувати задля оцінки впливу температури на навантаження неправильно тільки по одному джерелу інформації. Так наприклад, ще в 80-ті роки минулого століття в Парижі було розташовано 7 метеостанцій, за більш свіжими даними їхня кількість збільшилася вдвічі. Треба відмітити, що територія Києва майже в 8 разів більша за територію Парижа [6]. Тому задля побудови більш точної моделі потрібне збільшення кількості каліброваних джерел інформації щодо температури повітря.

Висновки.

Розроблений третій алгоритм декомпозиції графіків сумарного електричного навантаження на дві складові – температурну та технологічну з врахуванням верхньої і нижньої межі зон нечутливості і зміни складу навантаження в часі – дає змогу більш точно оцінити вплив температури повітря на електричне навантаження в кожній годині добового графіка, що дає можливість підвищити точність короткострокового прогнозування СЕН.

На підставі дослідження показів чотирьох датчиків температури, які розташовано в різних районах Києва, виявлено проблему достовірності інформації щодо температури повітря під час побудови моделі зв'язку СЕН з температурою повітря та недоцільність використання тільки одного, навіть каліброваного, датчика температури.

Роботу виконано за рахунок коштів бюджетної програми «Система-б», КПКВК 6541030.

1. Bunn D.H., Farmer. E.D. Comparative models for electrical load forecasting. New York: Wiley, 1985. 232 p.
2. Макоклюев Б.И. Учет влияния метеорологических факторов при прогнозировании электропотребления энергообъединений. *Энергетик*. 2004. № 6. С. 15-16.
3. Зуева В. Н. Регрессионные методы прогнозирования графика нагрузки электрооборудования. *Научный журнал Кубанского государственного аграрного университета*. 2017. № 126 (02). С. 1-12. URL: <http://ej.kubagro.ru/2017/02/pdf/08.pdf> (дата звернення 31.07.2020).
4. Черненко П.О., Мартинюк О.В. Декомпозиция добового графика електричного навантаження енергосистеми та моделювання його складових під час короткострокового прогнозування. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2017. № 6. С. 86-94.
5. Wei Zhao, Tao-tao Dai, Lian-cheng Wang, Ke Lu, Nan Chen. Short-term Load Forecasting Considering Meteorological Factors and Electric Vehicles. IOP Conference Series: *Materials Science and Engineering*. Singapore, 14 – 16 September, 2018. Vol. 439. Part 1. Pp. 941-946.
6. List of national capitals. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/List_of_national_capitals (дата звернення 31.07.2020)

IMPROVING THE ALGORITHM FOR DETERMINING THE EFFECT OF AIR TEMPERATURE ON THE OVERALL ELECTRICAL LOAD OF THE POWER SYSTEM TO IMPROVE THE ACCURACY OF SHORT-TERM FORECASTING

P.O. Chernenko, V.V. Sychova

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

56, Peremohy Ave., Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: cher@ied.org.ua

Based on the research, the article presents three algorithms that allow to select from the overall electrical load (OEL) of the power system technological and temperature components in each hour of the daily schedule, which provides greater accuracy of short-term forecasting (STF) OEL of the power system. Calculations by three algorithms were performed according to Kyivenerho. The analysis of reading temperature sensors on four sources from the point of view of possibility of their application at STF is carried out. References 6, figures 3, tables 3.

Keywords: improvement, algorithm, electric load, air temperature, short-term forecasting.

1. Bunn D.H., Farmer. E.D. Comparative models for electrical load forecasting. New York: Wiley, 1985. 232 p.
2. Makoklyuev B.I. Accounting for the effects of meteorological factors in predicting the energy consumption of power systems. *Energetik*, 2004. No 6. Pp. 15-16. (Rus)
3. Zueva V.N. Regression methods for predicting the load graph of electrical equipment. *Nauchnyj zhurnal Kubanskogo gosudarstvennogo agrarnogo universiteta*. 2017. No 126 (02). Pp. 1-12.
URL: <http://ej.kubagro.ru/2017/02/pdf/08.pdf> (accessed at 31.07.2020) (Rus)
4. Chernenko P. O., Martinyuk O.V. Decomposition of the daily schedule of electrical load of the power system and modeling of its components during short-term forecasting. *Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho instytutu*. 2017. No 6. Pp. 86-94. URL: http://nbuv.gov.ua/UJRN/vvpi_2017_6_15. (accessed at 30.07.2020) (Ukr)
5. Wei Zhao, Tao-tao Dai, Lian-cheng Wang, Ke Lu, Nan Chen. Short-term Load Forecasting Considering Meteorological Factors and Electric Vehicles. IOP Conference Series: *Materials Science and Engineering*. Singapore, 14 – 16 September, 2018. Vol. 439. Part 1. Pp. 941-946.
6. List of national capitals. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/List_of_national_capitals (accessed at 30.07.2020)

Надійшла 07.09.2020

Остаточний варіант 05.11.2020

**КОРЕКЦІЯ ПОХИБОК У ПРИЛАДАХ ВИМІРЮВАННЯ
ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ**

О.Л. Карасинський*, канд. техн. наук, **Ю.Ф. Тесик****, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: pribor@ied.org.ua

Виконано дослідження методів корекції амплітудних та фазових похибок у приладах вимірювання параметрів електричної енергії з цифровою обробкою сигналів з частотою дискретизації кратною частоті мережі. Показана можливість корекції фазових похибок шляхом зсуву моменту запуску АЦП або шляхом повороту осей та перетворення координат векторів напруг і струмів. Проведено дослідження щодо використання цих методів на прикладі вимірювання активної та реактивної потужностей. Бібл. 11, рис. 5, табл. 1.

Ключові слова: корекція похибок, прилади, електричні мережі, аналого-цифрове перетворення, дискретизація, поворот координат вектора.

Вступ. Для вимірювання параметрів електричної енергії, зокрема показників якості електроенергії (ПЯЕ) [1], активної і реактивної потужностей [2] в лічильниках електроенергії (ЛЕЕ) все більше застосовуються засоби вимірювання, засновані на цифровій обробці оцифрованих миттєвих значень напруг та/або струмів. Типова схема вимірювальної частини таких приладів складається з вхідних аналогових пристроїв – дільників напруги (ДН), перетворювачів струм-напруга (ПСН), фільтрів нижніх частот, багатоканального АЦП та мікроконтролера (МК) [3-5]. У даній роботі розглядаються тільки вимірювальні прилади (ВП) з частотою дискретизації кратною частоті мережі. Такий вид дискретизації найбільш ефективний за необхідності вимірювання фазових співвідношень між напругами та/або струмами, зокрема під час вимірювання симетричних складових, які необхідні для аналізу показників якості електроенергії [6], активної і реактивної потужностей, і забезпечується помножувачем частоти (ПЧ) вхідного сигналу. Відзначимо, що в таких ВП для обчислення параметрів гармонік вельми ефективно використовується дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) та його варіант – швидке перетворення Фур'є (ШПФ).

Метою роботи є розробка методів корекції адитивних, мультиплікативних та фазових похибок, які виникають в реактивних елементах (ємностях, трансформаторах) вхідних ланцюгів і аналогових фільтрах нижніх частот (ФНЧ) перед АЦП, які необхідні для обмеження смуги частот вхідних сигналів для відповідності умовам теореми Котельнікова та для запровадження дискретного перетворення Фур'є, і створення на їхній основі структурних схем для обробки сигналів у засобах вимірювання параметрів електроенергії.

Основні матеріали дослідження. На рис. 1 наведено узагальнену структурну схему ВП, що має декілька вхідних каналів. Кожний канал складається з масштабного перетворювача МП (включаючи ДН або ПСН) та АЦП і має мультиплікативну γ , адитивну ΔU й фазову $\Delta\phi$ похибку. Фазова похибка відображена як поворот вектора $\exp(j\Delta\phi)$. Вихідними параметрами ВП є ортогональні складові гармонік, представлені у вигляді комплексної

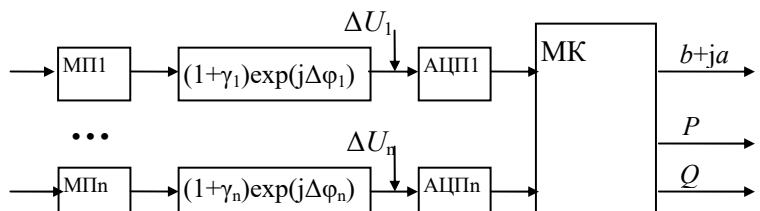


Рис. 1

© Карасинський О.Л., Тесик Ю.Ф., 2021
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-5323-8106> ; ** <https://orcid.org/0000-0001-6567-1436>

величини $b + ja$, активна P і реактивна потужності Q тощо.

Розглянемо один з каналів. У відповідності зі схемою, сигнал на вході АЦП $u(t)$ у момент часу t описується виразом

$$u(t) = \Delta U + K\sqrt{2} \sum_k U_k (1 + \gamma_k) \sin\left(\frac{2\pi kt}{T} + \psi_k + \Delta\phi_k\right), \quad (1)$$

де K – коефіцієнт передачі МП; U_k і ψ_k – діюче значення та початковий кут зсуву фази k -ої гармоніки; T – період основної (першої) гармоніки сигналу; ΔU , γ_k , $\Delta\phi_k$ – адитивна, мультиплікативна і фазова похибки, які згадувалися вище.

Можливі кілька варіантів послідовності кодування вхідних сигналів. Одночасне кодування у разі використання багатоканальних АЦП, наприклад [7], або та чи інша послідовність комутації сигналів на вході АЦП з N_c циклів. У ЛЕЕ або у ВП для вимірювання кутів зсуву фази (КЗФ) найбільш ефективно розташовувати вибірку струму посередині двох однойменних вибірок напруги [8, 9] (рис. 2). За неодновременного кодування вхідних сигналів частота дискретизації кожного сигналу в N разів менше, ніж частота на виході ПЧ; для кожного каналу запроваджується поняття зміщення відліку n_1 від початку циклу з N_c тактів. У такому каналі n -ий відлік відповідає моменту часу

$$t_n = (n_1 + n \cdot N_c) \cdot T_d, \quad (2)$$

де T_d – період імпульсів на виході ПЧ, який визначається виразом

$$T_d = T / (N_c \cdot N), \quad (3)$$

де N – кількість відліків кожного з сигналів на періоді T основної частоти (першої гармоніки).

Корекція мультиплікативної похибки γ коефіцієнта передачі вимірювального каналу виконується в процесі налаштування шляхом введення відповідного поправочного коефіцієнту для **кожного** каналу та, якщо МП перемикається в залежності від діапазону вхідних сигналів, то й для **кожного** діапазону. У підсумку виходять дві таблиці поправочних коефіцієнтів для напруг K_U і для струмів K_I розмірністю $N_{\text{фаз}} \times N_{\text{диап}U}$ та $N_{\text{фаз}} \times N_{\text{диап}I}$, відповідно, де $N_{\text{фаз}}$ – кількість фаз у ВП (три або одна), $N_{\text{диап}U}$ і $N_{\text{диап}I}$ – кількість діапазонів, що перемикаються в МП для напруги та струму, відповідно.

Корекція адитивної похибки ΔU в схемах з підстроюванням періоду дискретизації за допомогою ПЧ. Результат ДПФ для k -ої гармоніки залежить тільки від діючого значення та початкового кута зсуву фази гармоніки, що обчислюється, тому похибка ΔU не впливає на ці результати.

Під час обчислення суми добутку вибірок напруги та струму, які необхідні для обчислення активної та реактивної потужностей S_p і S_Q , є можливість корекції адитивної похибки. Наприклад, для активної потужності маємо

$$S_p = \frac{1}{N} \sum_n u(t_n) \cdot i(t_n) = \frac{1}{N} \sum_n (\Delta U + \sqrt{2} \sum_k U_k \cdot \sin(k\omega t_n + \psi_{Uk})) \cdot (\Delta I + \sqrt{2} \sum_k I_k \cdot \sin(k\omega t_n + \psi_{Ik})), \quad (4)$$

де t_n – моменти вибірки напруг і струмів відповідно до формул (2) та (3), $\omega = 2\pi / T$.

Вираз (4) можна представити у вигляді

$$S_p = \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_n (\Delta U \cdot \sum_k I_k \cdot \sin(k\omega t_n + \psi_{Ik})) + \frac{\sqrt{2}}{N} \sum_n (\Delta I \cdot \sum_k U_k \cdot \sin(k\omega t_n + \psi_{Uk})) + \frac{1}{N} \sum_n \Delta U \cdot \Delta I + \frac{2}{N} \sum_n (\sum_k U_k \cdot \sin(k\omega t_n + \psi_{Uk})) \cdot (\sum_k I_k \cdot \sin(k\omega t_n + \psi_{Ik})) \quad (5)$$

У (5) для першого та другого доданків змінюємо порядок підсумовування та отримаємо

$$S_p = \frac{\sqrt{2} \cdot \Delta U}{N} \sum_k (I_k \cdot \sum_n \sin(k\omega t_n + \psi_{Ik})) + \frac{\sqrt{2} \cdot \Delta I}{N} \sum_k (U_k \cdot \sum_n \sin(k\omega t_n + \psi_{Uk})) + \Delta U \cdot \Delta I + \frac{2}{N} \sum_n (\sum_k U_k \cdot \sin(k\omega t_n + \psi_{Uk})) \cdot (\sum_k I_k \cdot \sin(k\omega t_n + \psi_{Ik})) \quad (6)$$

У (6) для першого та другого доданків внутрішні суми складаються з N доданків k -ої гармоніки в моменти часу (2), такі суми дорівнюють нулю. Тому залишаються тільки третій доданок, що дорівнює добутку зсувів нуля в каналах напруги та струму, і четвертий доданок, який дорівнює згаданому значенню активної потужності P . Легко помітити, що усереднене значення суми відліків сигналів (1) у моменти часу (2) на періоді T дорівнює адитивній похибці, тобто

$$\Delta U = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u(t_n), \quad \Delta I = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i(t_n). \quad (7)$$

Формули обчислення реактивної потужності S_Q аналогічні формулам (4)-(7) за винятком того, що береться добуток n -ої вибірки напруги $u(t_n)$ та вибірки струму, зсушеної на чверть періоду $i(t_{n+N/4})$ [9].

Таким чином, формули для розрахунку активної та реактивної потужностей набувають наступного вигляду:

$$P = K_p \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_{cp}(t_n) \cdot i(t_n) - \Delta_{UI} \right), \quad Q = K_p \left(\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_{cp}(t_n) \cdot i(t_{n+N/4}) - \Delta_{UI} \right), \quad (8)$$

де $\Delta_{UI} = \Delta_U \cdot \Delta_I$ обчислюється з використанням формул (7), K_p – масштабний коефіцієнт, що дорівнює

$$K_p = K_U \cdot K_I \cdot K_N, \quad (9)$$

де $K_N = 1/\cos(\pi/N)$ [8, 9].

Корекцію зсуву нуля під час обчислення діючих значень напруг та струмів також можна здійснити шляхом віднімання з суми квадратів вибірок квадрата Δ_U або Δ_I

$$U = K_U \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u^2(t_n) - (\Delta_U)^2}, \quad I = K_I \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} i^2(t_n) - (\Delta_I)^2}. \quad (10)$$

Формули (10) еквівалентні тому, що від діючого значення віднімається діюче значення нульової гармоніки, тобто постійна складова. Зауважимо, що розгляд фазових похибок для діючих значень не має сенсу. Слід зазначити, що для формул (8) та (10) віднімання постійних складових Δ_U , Δ_U , Δ_I виконується до множення на масштабний коефіцієнт.

Під час дослідження **фазової похибки** важливі не абсолютні значення цих похибок у каналах, а їхні різниці, які впливають на відповідний параметр. Наприклад, у разі вимірювання кута зсуву фази між струмом та напругою результат ψ_{UI} і похибка $\Delta\phi_{UI}$ дорівнюватимуть

$$\psi_{UI} = \psi_U - \psi_I, \quad \Delta\phi_{UI} = \Delta\phi_U - \Delta\phi_I. \quad (11)$$

За вимірювання активної та реактивної потужностей вплив фазової похибки $\Delta\phi_{UI}$ можна розглянути на прикладі напруги та струму синусоїдальної форми. Виміряні значення цих потужностей дорівнюють

$$X_p = U \cdot I \cdot \cos(\psi_{UI} + \Delta\phi_{UI}) = U \cdot I \cdot \cos(\psi_{UI}) \cdot \cos(\Delta\phi_{UI}) - U \cdot I \cdot \sin(\psi_{UI}) \cdot \sin(\Delta\phi_{UI}), \quad (12)$$

$$X_Q = U \cdot I \cdot \sin(\psi_{UI} + \Delta\phi_{UI}) = U \cdot I \cdot \sin(\psi_{UI}) \cdot \cos(\Delta\phi_{UI}) + U \cdot I \cdot \cos(\psi_{UI}) \cdot \sin(\Delta\phi_{UI}).$$

З огляду на те, що $P = U \cdot I \cdot \cos(\psi_{UI})$ та $Q = U \cdot I \cdot \sin(\psi_{UI})$, формули (12) легко виразити через істинні значення активної та реактивної потужностей

$$X_P = P \cdot \cos(\Delta\varphi_{UI}) - Q \cdot \sin(\Delta\varphi_{UI}), \quad X_Q = Q \cdot \cos(\Delta\varphi_{UI}) + P \cdot \sin(\Delta\varphi_{UI}). \quad (13)$$

Корекція фазової похибки шляхом зсуву моменту запуску АЦП. На рис. 3 пунктирною лінією показано ідеальну криву сигналу, а суцільною – сигнал на вході АЦП. Якщо запуск АЦП виконувати з деяким зсувом на величину Δt щодо моментів часу (2), то для n -го відліку $u(t)$ отримаємо кодоване значення n -ої вибірки сигналу

$$u(t_n + \Delta t) = \sqrt{2} \sum_k U_k \sin\left(\frac{2\pi k}{T} \left(\frac{n_1 + n \cdot N_c}{N_c \cdot N} T + \Delta t\right) + \psi_k + \Delta\varphi_k\right). \quad (14)$$

Щоб не ускладнювати подальший виклад, у формулі (14) в порівнянні з (1) відкинуті мультиплікативна та адитивна похибки від зсуву нуля. Перетворення аргументу функції синуса в (14) дає значення кута α_n

$$\alpha_n = \frac{2\pi k}{N_c \cdot N} (n_1 + n \cdot N_c) + \frac{2\pi k}{T} \Delta t + \psi_k + \Delta\varphi_k. \quad (15)$$

З усього різноманіття параметрів електричної мережі одними з найбільш важливих є параметри першої гармоніки. Тому, якщо в процесі налаштування ВП встановити (запрограмувати) зсув запуску АЦП за умови

$$\frac{2\pi}{T} \Delta t = -\Delta\varphi_1 \quad \text{або} \quad \Delta t = -T \cdot \Delta\varphi_1 / 2\pi, \quad (16)$$

то з'являється можливість компенсувати фазову похибку для першої гармоніки. Наприклад, за $\Delta\varphi_1 = -0.1^\circ$ та $T = 20$ ms необхідний зсув запуску АЦП $\Delta t = 5.6$ μ s. Відзначимо, що діапазон завдання Δt зменшується зі збільшенням кількості відліків на періоді сигналу T . Якщо припустити зміну Δt не більше, ніж на 10% від інтервалу $T/(N \cdot N_c)$, то для періоду сигналів в електричній мережі рівному 20 ms отримаємо наступну таблицю припустимих значень Δt і, відповідно, значень корекції кутів $\Delta\varphi$ (табл.).

N	N_c	$N \cdot N_c$	Td [μ s]	Δt [μ s]	$\Delta\varphi$ [град]
32	6	192	104	10	0.18
64	6	384	52	5.2	0.094
128	6	768	26	2.6	0.047

Слід також зазначити проблематичність використання цього методу за одночасного кодування всіх сигналів. У цьому випадку можливо штучно рознести в часі кодування вибірок всіх напруг в парному такті та кодування вибірок всіх струмів у непарному. Зазвичай МП для конкретного виду сигналів будуються за однаковою схемою та за правильного проектування відмінності в каналах напруги мінімальні. Те ж саме стосується й каналів струму. Тому й можливий варіант корекції фазової похибки між каналами напруги та струму за послідовного кодування для схеми за $N_c = 2$.

Проте, за малих значень $N \leq 32$ цей метод корекції фазових похибок досить ефективний. По-перше, фактично коригується групова затримка у каналі, що дає можливість коригувати фазові похибки під час вимірювання кута зсуву фаз вищих гармонік. По-друге, ми отримуємо вибірки АЦП вже скориговані по фазі, й їх можна набагато простіше використовувати для розрахунку параметрів. **Корекція фазової похибки шляхом повороту вектора** заснована на відомому методі повороту осей і перетворення координат вектора [10] (рис. 4). Під час повороту осей координат (X, Y) на кут α отримуємо нову систему координат (X', Y') , у якій вихідні координати (x_1, y_1) вектора V перетворюються в нові координати (x_2, y_2) відповідно до формул

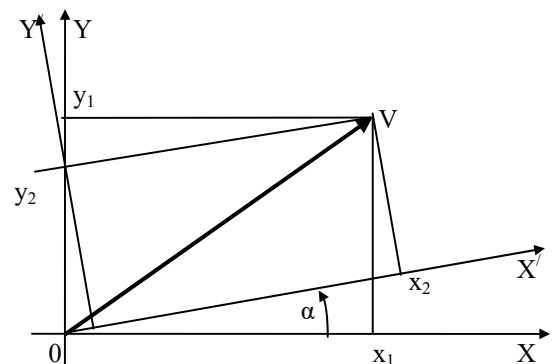


Рис. 4

$$\begin{aligned}x_2 &= x_1 \cdot \cos(\alpha) + y_1 \cdot \sin(\alpha), \\y_2 &= -x_1 \cdot \sin(\alpha) + y_1 \cdot \cos(\alpha).\end{aligned}\tag{17}$$

Справедливо також зворотне перетворення від системи координат (X', Y') у систему (X, Y), яке відповідає повороту в зворотній бік на кут $-\alpha$

$$\begin{aligned}x_1 &= x_2 \cdot \cos(\alpha) - y_2 \cdot \sin(\alpha), \\y_1 &= x_2 \cdot \sin(\alpha) + y_2 \cdot \cos(\alpha).\end{aligned}\tag{18}$$

Розглянемо першу гармоніку сигналу (1) на вході АЦП

$$u(t) = kU \sin(\omega t + \psi + \Delta\varphi),\tag{19}$$

де коефіцієнт k включає в себе корекцію мультиплікативної похибки коефіцієнта передачі МП і тому є індивідуальним для кожного каналу.

Сигналу (19) відповідає вектор \mathbf{V} і його ортогональні складові (x_1, y_1) , які обчислюються за допомогою ДПФ вибірок миттєвих значень сигналів

$$\dot{V} = x_1 + j \cdot y_1 = \sqrt{x_1^2 + y_1^2} \cdot \exp(j \cdot \arctg(y_1 / x_1)),\tag{20}$$

$$x_1 = k \cdot U \cdot \cos(\psi + \Delta\varphi), \quad y_1 = k \cdot U \cdot \sin(\psi + \Delta\varphi).\tag{21}$$

Фазова корекція здійснюється поворотом вектора \mathbf{V} на кут $\alpha = -\Delta\varphi$. У результаті, згідно з (17), отримуємо нові координати вектора \mathbf{V}

$$\begin{aligned}x_2 &= k \cdot U \cdot \cos(\psi + \Delta\varphi) \cdot \cos(\Delta\varphi) - k \cdot U \cdot \sin(\psi + \Delta\varphi) \cdot \sin(\Delta\varphi) = k \cdot U \cdot \cos(\psi), \\y_2 &= k \cdot U \cdot \sin(\psi + \Delta\varphi) \cdot \cos(\Delta\varphi) + k \cdot U \cdot \cos(\psi + \Delta\varphi) \cdot \sin(\Delta\varphi) = k \cdot U \cdot \sin(\psi).\end{aligned}\tag{22}$$

Із (22) видно можливість корекції фазової похибки. У реальних ВП коригувальні коефіцієнти зручно вводити як деякі цифри d_1 і d_2 в діапазоні ± 0.1 , що відповідає корекції в діапазоні $\pm 10\%$. Коефіцієнт d_1 відповідає корекції мультиплікативної похибки

$$k = K(1 + d_1),\tag{23}$$

а коефіцієнт d_2 коригує фазову похибку. У такому разі використовується апроксимація тригонометричних функцій за малого кута

$$\cos(\Delta\varphi) \approx 1 - d_2^2 / 2, \quad \sin(\Delta\varphi) \approx d_2.\tag{24}$$

Використовуючи вирази (23) і (24), формули (22) перетворюються до вигляду

$$\begin{aligned}x_2 &= x_1 \cdot K \cdot (1 + d_1)(1 - d_2^2 / 2) - y_1 \cdot K \cdot (1 + d_1) \cdot d_2, \\y_2 &= -x_1 \cdot K \cdot (1 + d_1) \cdot d_2 + y_1 \cdot K \cdot (1 + d_1)(1 - d_2^2 / 2).\end{aligned}\tag{25}$$

Введемо позначення

$$K_1 = K \cdot (1 + d_1)(1 - d_2^2 / 2), \quad K_2 = K \cdot (1 + d_1) \cdot d_2\tag{26}$$

і представимо вирази (25) з урахуванням (26) в матричній формі

$$\begin{bmatrix}x_2 \\ y_2\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}K_1 & K_2 \\ -K_2 & K_1\end{bmatrix} \times \begin{bmatrix}x_1 \\ y_1\end{bmatrix}.\tag{27}$$

Коефіцієнти K_1 і K_2 обчислюються та заносяться в постійний запам'ятовуючий пристрій єдиний раз під час налаштування ВП. Форма їхнього подання (27) дає змогу відразу враховувати похибку коефіцієнта передачі та фазову похибку, що мінімізує обсяг обчислень у разі корекції.

Корекцію під час вимірювання активної і реактивної потужності розглянемо на прикладі однієї з фаз. Отримані результати вимірювання активної та реактивної потужності без корекції фазової похибки $\Delta\varphi_{UL}$ виражаються формулами (13), які тут повторимо з перестановкою порядку підсумовування для X_P і X_Q

$$X_P = P \cdot \cos(\Delta\varphi_{UI}) - Q \cdot \sin(\Delta\varphi_{UI}), \quad X_Q = P \cdot \sin(\Delta\varphi_{UI}) + Q \cdot \cos(\Delta\varphi_{UI}). \quad (28)$$

Видно повну аналогію цих формул з формулами (17). Це природно, тому що повну потужність можна представити у вигляді вектора, який також можна розглядати в системі координат, яка повернена на кут $\Delta\varphi_{UI}$. Розглядаючи (28) як систему рівнянь щодо P і Q , отримуємо

$$P = X_P \cdot \cos(\Delta\varphi_{UI}) + X_Q \cdot \sin(\Delta\varphi_{UI}), \quad Q = -X_P \cdot \sin(\Delta\varphi_{UI}) + X_Q \cdot \cos(\Delta\varphi_{UI}). \quad (29)$$

Задля корекції вимірних значень використовуються коефіцієнти для напруги K_U , d_{U1} , d_{U2} та струму K_I , d_{I1} , d_{I2} . Обчислюємо допоміжні величини

$$K_P = K_U \cdot K_I \cdot K_N, \quad d_1 = (1 + d_{U1}) \cdot (1 + d_{I1}), \quad d_2 = d_{U2} - d_{I2}, \quad (30)$$

де K_N враховує методичну похибку (див. вище). Остаточні поправочні коефіцієнти будуть

$$K_1 = K_P \cdot d_1 \cdot (1 - d_2^2 / 2), \quad K_2 = K_P \cdot d_1 \cdot d_2, \quad (31)$$

а скоригований результат вимірювання активної та реактивної потужності можна представити у матричній формі

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_1 & K_2 \\ -K_2 & K_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X_P \\ X_Q \end{bmatrix}. \quad (32)$$

Відзначимо, що у разі вимірювання активної і реактивної потужностей корекція мультиплікативної та фазової похибок виконується для **кожної фази** окремо, а сумарні значення потужностей в трифазній мережі обчислюються з використанням скоригованих значень для фаз.

Перевагою методу повороту вектора є великий діапазон корекції фазових похибок, який не залежить від кількості вибірок сигналу на його періоді. За завдання величин d_1 і d_2 в межах ± 0.1 можна отримати діапазон регулювання кута зсуву фази приблизно $\pm 5^\circ$ та діапазон корекції мультиплікативної похибки $\pm 10\%$. Деяким недоліком є те, що фазова корекція відноситься тільки до кутів зсуву фази першої гармоніки.

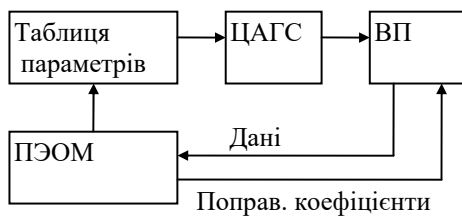


Рис. 5

За допомогою ПЕОМ можна автоматизувати процес налаштування ВП. Блок-схему цього процесу наведено на рис. 5. У ПЕОМ задається таблиця з нормованими значеннями вимірюваних параметрів. Ці параметри у вигляді набору діючих значень і кутів зсуву фаз трифазних систем напруг та струмів передаються в цифро-аналоговий генератор сигналів (ЦАГС), до виходів якого підключений ВП, що налаштовується. ПЕОМ зчитує дані з ВП, порівнює їх з табличними значеннями, розраховує значення поправочних коефіцієнтів та заносить в ВП. За досягнення умови, що

похибка вимірювання менше припустимого значення похибки $\Delta < \Delta_{\text{доп}}$, процес налаштування каналу або діапазону закінчується.

Висновки. Розроблені методи корекції похибок ВП для вимірювання параметрів електричних мереж дають змогу суттєво підвищити точність цих приладів. Причому ефект підвищення точності досягається програмними методами шляхом використання наведених вище алгоритмів цифрової обробки сигналів. Моделювання ВП та експериментальна перевірка на макетах ВП показали можливість підвищення точності вимірювання активної та реактивної потужності до 0.02% і вище.

1. EN 61000-4-30:2009. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-30: Testing and measurement techniques. Power quality measurement methods (IEC 61000-4-30:2008).
2. IEC 62058-11:2008. Electricity metering equipment (a.c.) - Acceptance inspection – Part11:General acceptance inspection methods (IEC 62058-11:2008 (MOD)).
3. Zhaomin Shi, Jiangtao Zhang, Xianlin Pan, Qing He, Jun Lin. Establishment of AC Power Standard at Frequencies up to 100 kHz. 22nd IMEKO TC4 Symposium and 20th International Workshop on ADC Modelling and Testing: Supporting world development through electric&electronic measurements. Iași, Romania, 14-15 September 2017. Pp. 219-223.
4. Zhang J., Pan X., Jun Lin, Wang L., Lu Z., Zhang D. A new method for measuring the level dependence of as shunts. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 2010. Vol. 59. No 1. Pp. 140-144.

- DOI: <https://doi.org/10.1109/TIM.2009.2022110>
5. Chen D., Yang W., Pan M. Design of impedance measuring circuits based on phase-sensitive demodulation technique. *IEEE Trans. Instr. Meas.* 2011. Vol. 60. No 4. Pp. 1276-1282.
DOI: <https://doi.org/10.1109/TIM.2010.2084770>
 6. Брайко В.В., Гринберг И.П., Карасинский О.Л., Таранов С.Г., Тесик Ю.Ф., Хусид Р.Б. К вопросу об определении симметричных составляющих и несинусоидальности напряжений трехфазной сети на ЭВМ. *Проблемы техн. электродинамики.* 1979. Вып.70. С.74-78.
 7. Data Sheet AD7656/AD7657/AD7658. URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7656_7657_7658.pdf (дата звернення 10.01.2020).
 8. Карасинский О.Л., Тесик Ю.Ф. Алгоритм измерения мощности, ориентированный на реализацию в микроконтроллерах. *Технічна електродинаміка.* 2001. № 1. С.76-78.
 9. Карасинский О.Л., Тесик Ю.Ф. Алгоритм измерения реактивной мощности, ориентированный на реализацию в микроконтроллерах. *Технічна електродинаміка.* 2001. № 4. С.76-78.
 10. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). М.: Наука, 1977. 832 с.

CORRECTION OF ERRORS IN INSTRUMENTS OF MEASURING ELECTRIC POWER PARAMETERS

O.L. Karasinskiy, Yu.F. Tesyk

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine

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

E-mail: pribor@ied.org.ua

A study of methods for correcting amplitude and phase errors in devices for measuring the parameters of electric power with digital signal processing with a sampling frequency multiple of the network frequency was made. The generalized flow diagram of measuring device that consists of a few entrance channels was presented. Mathematical expositions that explain the process of correction of additive and multiplicative errors are given. Through a temporal diagram a few variants of encoding of entrance signals are shown. The possibility of correcting phase errors by shifting the moment of the ADC start-up and by turning the axes and transforming the coordinates of the voltage and current vectors is shown. The possibility of correction when measuring the reactive and reactive powers is investigated. References 11, figures 5, table 1.

Keywords: error correction, devices, electrical networks, analog-to-digital conversion, sampling vector coordinate rotation.

1. EN 61000-4-30:2009. Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-30: Testing and measurement techniques. Power quality measurement methods (IEC 61000-4-30:2008).
2. IEC 62058-11:2008. Electricity metering equipment (a.c.) - Acceptance inspection – Part11:General acceptance inspection methods (IEC 62058-11:2008 (MOD)).
3. Zhaomin Shi, Jiangtao Zhang, Xianlin Pan, Qing He, Jun Lin. Establishment of AC Power Standard at Frequencies up to 100 kHz. 22nd IMEKO TC4 Symposium and 20th International Workshop on ADC Modelling and Testing: Supporting world development through electric&electronic measurements. Iasi, Romania, 14-15 September 2017. Pp. 219-223.
4. Zhang J., Pan X., Jun Lin, Wang L., Lu Z., Zhang D. A new method for measuring the level dependence of as shunts. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 2010. Vol. 59. No 1. Pp. 140-144.
DOI: <https://doi.org/10.1109/TIM.2009.2022110>
5. Chen D., Yang W., Pan M. Design of impedance measuring circuits based on phase-sensitive demodulation technique. *IEEE Trans. Instr. Meas.* 2011. Vol. 60. No 4. Pp. 1276-1282.
DOI: <https://doi.org/10.1109/TIM.2010.2084770>
6. Brayko V.V., Grinberg I.P., Karasinskiy O.L., Taranov V.V., Tesyk Yu.F., Khusid R.B. To the question of determining the symmetrical components and non-sinusoidality of the voltages of a three-phase network on computer. *Problemy Tekhnicheskoy Elektrodynamiki.* 1979. Vol.70. Pp.74-78. (Rus)
7. Data Sheet AD7656/AD7657/AD7658. URL: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7656_7657_7658.pdf (accessed at 10.01.2020)
8. Karasinskiy O.L., Tesyk Yu.F. The algorithm for measuring power focused on implementation in microcontrollers. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2001. No 1. Pp.76-78. (Rus)
9. Karasinskiy O.L., Tesyk Yu.F. Reactive power measurement algorithm focused on implementation in microcontrollers. *Tekhnichna Elektrodynamika.* 2001. No 4. Pp.76-78. (Rus)
10. Korn G., Korn T. Mathematical Handbook for scientists and engineers. Moskva: Nauka, 1977. 832 p.

Надійшла 11.03.2020.

Остаточний варіант 15.10.2020

ДО 85-РІЧЧЯ АКАДЕМІКА НАН УКРАЇНИ СТОГНІЯ БОРИСА СЕРГІЙОВИЧА



Академік НАН України, доктор технічних наук, професор Борис Сергійович Стогній народився 18 березня 1936 року в с. Гречанівка Гадяцького району Полтавської області. В 1959 році закінчив Київський політехнічний інститут за спеціальністю «Електричні станції, мережі та системи» і розпочав трудову діяльність в мехколоні тресту «Мосстройэлектропередача» Міненерго СРСР. З 1961 року його трудова діяльність тісно пов'язана з Інститутом електродинаміки НАН України, а з 1968 року також і з Президією АН УРСР. В Інституті Борис Сергійович розпочав свої наукові розробки і отримав найвагоміші результати, подолавши шлях від аспіранта до доктора технічних наук, академіка НАН України.

Б.С. Стогній – видатний, визнаний та добре відомий як в нашій країні, так і за її межами вчений, засновник і лідер вітчизняної наукової школи з наукових та науково-технічних проблем створення і розробки автоматизованих і автоматичних систем оперативного і технологічного керування в електроенергетиці, зокрема первинних вимірювальних каналів струмів та напруг електроенергетичних об'єктів, систем збору, реєстрації, обробки та обміну інформацією з верхніми рівнями керування, систем контролю і обліку електроенергії, пристроїв релейного захисту і протиаварійної автоматики, засобів моніторингу параметрів режимів енергосистем, засобів діагностування електротехнічного обладнання; розробки нормативного, методичного та метрологічного забезпечення таких систем, їх системного та широкого впровадження в електроенергетичній та інших галузях національної економіки.

Усі виконувани за участю та під керівництвом Б.С. Стогнія наукові дослідження, в основі яких лежить глибоке вивчення електромеханічних та електромагнітних процесів в електроенергетичних системах та їх елементах, мають за мету підвищення досконалості та енергоефективності техніки керування електроенергетичними об'єктами, підвищення ефективності використання енергоресурсів та електротехнічного обладнання, підвищення надійності, стійкості та економічності функціонування електроенергетичної галузі країни.

Під керівництвом Бориса Сергійовича наприкінці 60-х років минулого століття було розпочато масштабні дослідження високовольтних вимірювальних перетворювачів змінного струму і напруги, за результатами яких розроблено теоретичні засади аналізу, проектування, побудови та випробувань нового класу високовольтних перетворювачів, призначених для роботи з нормованими похибками не лише в ustalених режимах при синусоїдальних вхідних сигналах промислової частоти, а і в умовах аварійних перехідних режимів енергосистем, що характеризуються інтенсивними електромагнітними процесами та складною спотвореною формою вимірюваного струму.

За розробку теорії та створення нового покоління високовольтних трансформаторів струму для електричних мереж напругою 330-1150 кВ колективу науковців під керівництвом Б.С.Стогнія в 1985р. було присуджено Державну премію УРСР в галузі науки і техніки.

На початку 80-х років минулого століття за ініціативою і під керівництвом Б.С.Стогнія в Інституті електродинаміки АН УРСР були розпочаті дослідження мікропроцесорних систем керування в електроенергетиці, що дало життя ще одному науковому напрямку керованої ним наукової школи – розробці теоретичних основ, принципів і методів інформатизації та автоматизації електроенергетики на основі впровадження мікропроцесорних систем.

Було створено низку мікропроцесорних систем для реєстрації параметрів аварійних режимів в електричних системах та швидкоплинних процесів в електротехнологічних установках. Під керівництвом Бориса Сергійовича теоретично і практично розв'язана проблема єдиного часу в електроенергетиці України, створено основи теорії первинних вимірювальних каналів в складі інтегрованих систем керування електроенергетичними об'єктами, інформаційно-діагностичний комплекс «Регіна» та ціла низка його модифікацій, які складають сьогодні основу інформаційної інфраструктури електроенергетичної галузі країни. Ними оснащені більшість АЕС, ТЕС та електричних підстанцій напругою 750 і 330 кВ, а також усі підстанції змінного струму залізниць.

На базі ІДК «Регіна» побудовано першу чергу системи моніторингу перехідних процесів ОЕС України – Глобальну систему моніторингу (WAMS) Кримської енергетичної системи і сучасну АСУ ТП підстанції напругою 750 кВ «Київська». ІДК „Регіна” також широко впроваджений на електроенергетичних об'єктах Білорусі, Молдови, Грузії, Казахстану та Азербайджану.

Результати наукової діяльності Бориса Сергійовича висвітлено у численних публікаціях (понад 400), серед яких 15 монографій та 38 винаходів та патентів. Серед його учнів 6 докторів наук та понад 20 кандидатів.

Борис Сергійович бере діяльну участь в українських та міжнародних наукових форумах, є керівником Наукової ради НАН України з комплексної проблеми «Наукові основи електроенергетики», членом Комітету з Державних премій України в галузі науки і техніки, працює у складі редколегій низки фахових наукових та науково-прикладних періодичних видань.

Заслуги Б.С. Стогнія перед Українською державою в розвитку вітчизняної науки, його багаторічна плідна наукова, організаційна, педагогічна та громадська діяльність відзначені державними преміями та нагородами. Він лауреат Державної премії УРСР в галузі науки і техніки (1985 р.) та премії НАН України ім. С.О. Лебедєва (1995р.). Б.С. Стогнію в 2001 році було присвоєно почесне звання «Заслужений діяч науки і техніки України». Він нагороджений орденом «Знак Пошани» (1981р.), відзнакою президента України – орденом «За заслуги» III ступеня (2006р.), медалями та грамотами. Борис Сергійович – почесний доктор двох Національних технічних університетів України «Харківський політехнічний інститут» (2007р.) і «Київський політехнічний інститут» (2014р.).

Колектив Інституту електродинаміки НАН України, редакція журналу «Технічна електродинаміка» щиро вітає Бориса Сергійовича з ювілеєм і зичить йому міцного здоров'я, благополуччя та подальших творчих успіхів.