



ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

№ 1
2024

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

Кириленко О.В. головний редактор,
академік НАН України
Шидловський А.К. академік НАН України
Блінов І.В. докт.техн.наук
Буткевич О.Ф. заступник головного
редактора, професор
Жаркін А.Ф. академік НАН України
Кенсицький О.Г. докт.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
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. докт.техн.наук
Городжа Л.В. відповідальний секретар
канд.техн.наук

EDITORIAL BOARD*

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

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

INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

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

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

Адреса редакції:

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

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

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

ЩЕРБА А.А., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., СУПРУНОВСЬКА Н.І., ВІННИЧЕНКО Д.В.

Визначення та аналіз робочих характеристик високовольтних електротехнічних систем на основі послідовного високочастотного резонансного LC-контуру.....3

BATYGIN Yu.V., SHINDERUK S.O., SHAPLYGIN E.O., FENDRIKOV D.V. Arkadiev-Marks

circuit with resonant charging of capacitive energy storage in magnetic-pulse installations..... 12

КУЧЕРЯВА І.М. Електротеплові процеси індукційної обробки сегментованої жили

силового кабелю (дослідження з елементами багатомасштабного моделювання).....21

Електромеханічне перетворення енергії

ПЕРЕСАДА С.М., НІКОНЕНКО Є.О., КОВБАСА С.М., КУЗНЕСЦОВ О., ЛУК'ЯНЧИКОВ А.Л.

Синтез двоконтурних систем керування напругою реверсивних підвищувальних

DC-DC перетворювачів.....27

GRECHKO O.M. Influence of the poles shape of DC electromagnetic actuator

on its thrust characteristic.....38

ЧЕПКУНОВ Р.А. Реверсивний асинхронний електропривод з керуванням за реактивною

потужністю.....46

Електроенергетичні системи та установки

ДЕРЕВ'ЯНКО Д.Г., ШВІРСЬКІ К. Побудова моделей оптимальної взаємодії джерел розосередженої

генерації та систем акумулювання енергії у межах Microgrid систем53

МІРОШНИК В.О., ЛОСКУТОВ С.С. Підвищення точності багатофакторних коротко-

строкових прогнозів генерації сонячних електростанцій на основі штучної нейронної

мережі.....61

ПАРУС Є.В., ЄВДОКІМОВ В.А. Оцінка результатів сполучення ринків електричної енергії

на ринку «на добу наперед»69

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

БОРЩЕВ П.І., ЛАМЕКО О.Л., МЕЛЬНИК В.Г. Зменшення впливу відхилень параметрів

генераторів у прецизійних квадратурних мостах.....77

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

SHCHERBA A.A., PODOLTSEV O.D., SUPRUNOVSKA N.I., VINNYCHENKO D.V. Determining and analysing performance characteristics of high-voltage electrotechnical systems based on a series resonant LC-circuit with a high q-factor	3
BATYGIN Yu.V., SHINDERUK S.O., CHAPLYGIN E.O., FENDRIKOV D.V. Arkadiev-Marks circuit with resonant charging of capacitive energy storage in magnetic-pulse installations.....	12
KUCHERIAVA I.M. Electro-thermal processes at induction heating of milliken conductor of power cable (study with elements of multiscale modeling).....	21

Electromechanical energy conversion

PERESADA S.M, NIKONENKO Y.O., KOVBASA S.M., KUZNIETSOV A., LUKIANCHIKOV A.L. Design of cascaded voltage control systems of bidirectional DC-DC buck-boost converters	27
GRECHKO O.M. Influence of the poles shape of DC electromagnetic actuator on its thrust characteristic.....	38
CHEPKUNOV R.O. Reversible asynchronous electric drive with reactive power control.....	46

Electric power systems and installations

DEREVIANKO D.G., SWIRSKI K. Models of the optimal interaction of dg sources and the energy storage systems within Microgrids	53
MIROSHNYK V.O., LOSKUTOV S.S. Increasing the accuracy of short-term forecasts of PVSP generation based on artificial neural networks and taking additional factors into account.....	61
PARUS Ye.V., EVDOKIMOV V.A. Evaluation of the results of simulation of electricity market coupling in the "day ahead" market.....	69

Information-measuring systems in power engineering

BORCHSHOV P.I., LAMEKO O.L., MELNYK V.G. Reduction of the influence of deviations of generator parameters in precision quadrature bridges.....	77
--	----

Науковий редактор К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ
Редактори І.О. БРАГІНЕЦЬ, І.М.КУЧЕРЯВА

ВИЗНАЧЕННЯ ТА АНАЛІЗ РОБОЧИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВИСОКОВОЛЬТНИХ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМ НА ОСНОВІ ПОСЛІДОВНОГО ВИСОКОДОБРОТНОГО РЕЗОНАНСНОГО LC-КОНТУРУ

А.А. Щерба * чл.-кор. НАН України, **О.Д. Подольцев** ** докт. техн. наук,
Н.І. Супруновська *** докт. техн. наук, **Д.В. Вінниченко** **** канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна. E-mail podoltsev.alexander@gmail.com

У роботі проведено аналіз робочих характеристик електротехнічної системи (ЕТС), побудованої на основі послідовного високодобротного резонансного LC-контуру, яка призначена для діагностики ізоляції високовольтного обладнання. Експериментально досліджено частотні залежності параметрів L та C елементів резонансного контуру і показано, що для цих елементів існує оптимальна частота, за якій добротність контуру є максимальною. Причому ця добротність визначається переважно добротністю індуктивності контуру і може мати максимальне значення $Q_{LC \max} = 280$ за частоти $f = 40$ кГц. Розроблено Simulink-модель для аналізу робочих характеристик ЕТС в усталеному режимі та наведено графічні залежності, які дають змогу для вибраного активного опору навантаження визначити на ньому напругу та енергетичні характеристики і значення ККД ЕТС на етапі її проектування. Також розроблено Simulink-модель для аналізу динамічних характеристик ЕТС у разі виникнення пробою ізоляції, що діагностується. Показано, що в ЕТС, яка має послідовний високодобротний резонансний контур, пробій ізоляції буде викликати швидке зменшення в ній струму, а не його збільшення до аварійних значень як в ЕТС на основі високовольтних трансформаторів. Таким чином в ЕТС реалізується швидкодіюча параметрична стабілізація вихідного струму навіть у разі електричних пробоеів високовольтної ізоляції енергетичного обладнання, що діагностується, запобігаючи руйнуванню як ЕТС, так і ізоляції. Бібл. 11, рис. 9.

Ключові слова: резонансний контур, добротність, електротехнічна система, частотно-залежні параметри, високовольтна ізоляція, силові кабелі, електромашини, моніторинг технічного стану.

Тривалий час інноваційні дослідження у вітчизняній електроенергетиці, спрямовані на розвиток децентралізованих локальних електричних мереж Microgrid [1–4], здатних здійснювати динамічне регулювання балансу потужностей розосереджених джерел електроенергії в умовах нестационарного її споживання промисловими і житловими об'єктами, проводили без урахування технічного стану ізоляції кабельних ліній електропередачі [5] та потужного електроенергетичного обладнання [6, 7]. Поточний моніторинг та діагностику стану ізоляції силових кабелів зазвичай проводили лише за їхнього використання у високовольтних і надвисоковольтних електромережах [5] та в колах розряду лінійних [8] і нелінійних [9] ємнісних накопичувачів енергії сучасних електророзрядних установок, оскільки якість такої ізоляції впливала як на параметри розрядних імпульсів, так і на характеристики та експлуатаційні властивості отримуваних мікро- і нанопорошків [10, 11].

Відомо, що для виявлення ознак наявності дефектів (газових мікровключень) в ізоляції можливо використовувати метод вимірювання рівня часткових розрядів, який широко досліджується протягом останніх десятиліть [2–5]. Використовується також метод оцінки поточного стану ізоляції на основі вимірювання в ній струмів витоку у разі прикладання постійної напруги [6–9]. Причому для моніторингу і діагностики технічного стану високовольтної ізоляції потужного електроенергетичного обладнання необхідно розробляти та використовувати високовольтні електротехнічні системи (ЕТС), що мають швидкодіючий захист від зазвичай аварійних і небезпечних режимів електричного пробоеів ізоляції, що діагностуються.

Задля отримання високої вимірювальної напруги (більше 20 кВ) в таких ЕТС зазвичай використовують достатньо масо-габаритні високовольтні трансформатори, що працюють на промисловій

© Щерба А.А., Подольцев О.Д., Супруновська Н.І., Вінниченко Д.В., 2024
ORCID ID: *<https://orcid.org/0000-0002-0200-369X>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9029-9397>;
*** <https://orcid.org/0000-0001-7499-9142>; **** <https://orcid.org/0000-0002-8894-860X>

частоті 50 Гц і мають значну індуктивність розсіювання задля зменшення їхніх струмів короткого замикання, які виникають за коротких замиканнях ізоляції. При цьому регулювання виникаючих небажано великих струмів відбувається за досить тривалий проміжок часу (близько 10 мкс) після виникнення електричного пробоя ізоляції.

У даній статті використовується альтернативний принцип побудови високовольтних ЕТС на основі послідовних LC-контурів, добротність Q яких може бути великою (зокрема $Q > 100$) через протікання в них резонансних високочастотних струмів (частотою $10 \div 100$ кГц). Використання в ЕТС послідовного високодобротного LC-контурів дає можливість отримати на його реактивних елементах напругу, що в Q раз перевищує зовнішню напругу живлення ЕТС [10]. На сьогодні на практиці існуючі ЕТС такого типу працюють на промисловій частоті 50 Гц, тому їхнім недоліком є значні масо-габаритні величини реактивних елементів [10].

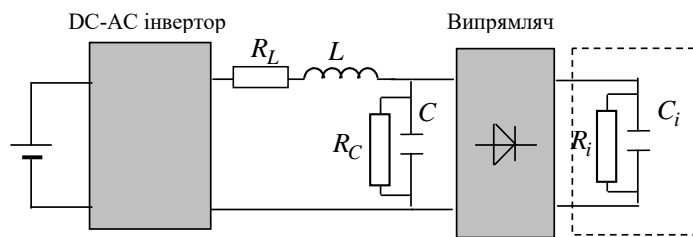
Задля побудови компактної ЕТС для діагностики ізоляції авторами запропоновано перейти на високу робочу частоту $10 \div 100$ кГц. Такі ЕТС є розвитком на новому сучасному рівні досліджень та розробок резонансних контурів для живлення різноманітного електротехнологічного обладнання, що проводилися багатьма науковцями, зокрема, Інституту електродинаміки НАН України під керівництвом чл.-кор І.В. Волкова. В той же час робочі характеристики таких ЕТС в усталеному режимі роботи, а також їхні динамічні характеристики під час виникнення пробоя ізоляції, що призводить до короткого замикання в навантаженні, в літературі розглянуто не достатньо детально.

Тому метою даної роботи є:

- аналіз характеристик реактивних елементів побудованої високовольтної ЕТС резонансного типу та її добротності як функції частоти в діапазоні частот $10 \div 100$ кГц;
- аналіз за допомогою комп'ютерної моделі робочих характеристик високовольтної ЕТС, створеної на основі цього контуру, в усталеному режимі роботи;
- аналіз за допомогою комп'ютерної моделі динамічних характеристик високовольтної ЕТС в режимі виникнення швидкого (практично миттєвого) короткого замикання.

Структура високовольтних електротехнічних систем на основі послідовного резонансного LC контуру. Високовольтна ЕТС, що досліджується, може в принципі використовуватися для створення як синусоїдної напруги в ізоляції, зокрема, для діагностики технічного стану високовольтних кабелів, так і постійної напруги для дослідження технічного стану ізоляції турбогенераторів та інших електромашин. У роботі автори досліджують ЕТС, що формує постійну напругу в навантаженні.

Структуру високовольтної ЕТС на основі резонансного LC-контурів для діагностики стану ізоляції на постійній напрузі схематично показана на рис. 1. На ньому первинним джерелом виступає джерело постійної напруги, яке під'єднане до входу інвертора. Це може бути як джерело змінного струму із випрямлячем, так і акумуляторна батарея в разі портативного варіанту виконання джерела.



До виходу високочастотного DC-AC інвертора (перетворювача постійного струму в змінний) підключено високодобротний резонансний LC-контур, до ємнісного елемента якого підключено випрямляч із навантаженням. Як навантаження розглядалася ізоляція високовольтного обладнання. Відомо, що напруга на вході випрямляча в режимі резонансу в контурі залежить від добротності Q цього LC контуру, тому побудова контуру із високою добротністю $Q > 100$ є однією з головних задач під час розробки високовольтного ЕТС.

Для реалізації високої добротності ЕТС автори виготовили спеціальні котушки з секційними обмотками з багатожильних ізольованих і скручених у джгут мідних проводів типу "літцентрат" і послідовно з ними підключили промислові керамічні конденсатори необхідної ємності. Було досліджено частотні характеристики таких індуктивного та ємнісного елементів в діапазоні робочої частоти $10 \div 100$ кГц.

Частотно-залежні параметри індуктивності та ємності послідовного резонансного контуру. Задля дослідження частотних характеристик розроблених L , C елементів резонансного контуру в роботі використовувався вимірювач імпедансу.

Параметри індуктивності. Отримані значення частотно-залежних параметрів котушки індук-

тивності $L(f)$ та $R_L(f)$ в діапазоні частот $10 \div 100$ кГц наведено на рис. 2. При цьому використовувалася послідовна заступна схема котушки. Також на цьому рисунку наведено залежність від частоти добротності цієї котушки $Q_L(f)$, яка розраховувалася як $Q_L = \omega L / R_L$. Напря́м стрілок вказує відповідну вісь ординат.

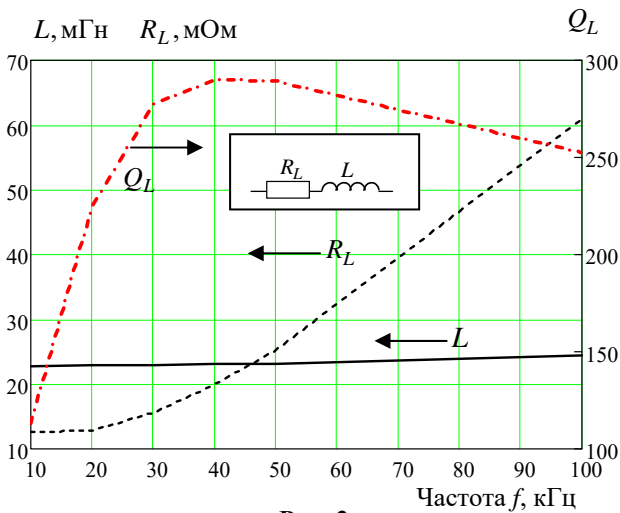


Рис. 2

значення частотно-залежних параметрів цієї батареї – $C(f)$ та $R_C(f)$ в діапазоні частот $10 \div 100$ кГц зображено на рис. 3. При цьому використовувалася паралельна заступна схема конденсатора. Також на цьому рисунку наведено залежність від частоти добротності цієї батареї $Q_C(f) = R_C \omega C$.

З цього рисунку видно, що:

– величина ємності C слабо змінюється із ростом частоти;

– активний опір R_C значно зменшується із ростом частоти;

– величина добротності ємності має максимальне значення $Q_{Cmax} = 9,2 \cdot 10^3$ за $f = 30$ кГц.

Отримавши частотні залежності параметрів $L(f)$ та $C(f)$, можна визначити резонансну частоту f_0 коливального контуру, що містить ці послідовно з'єднані елементи, шляхом розв'язання наступного нелінійного алгебраїчного рівняння:

$$\omega L(f) = 1 / (\omega C(f)).$$

Реалізація резонансного контуру з високою добротністю. Задля спрощення подальших розрахунків доцільно перейти від наведеної на рис. 1 паралельної заступної схеми ємності із параметрами C, R_C та добротністю $Q_C = R_C \omega C$ до послі-

довної схеми із параметрами C', R'_C та добротністю $Q'_C = 1 / (R'_C \omega C')$. При цьому можна показати, що за умови $Q_C \gg 1$ справедливі наступні вирази:

$$C' = C, \quad R'_C = R_C / Q_C^2, \quad Q'_C = Q_C.$$

Це дає змогу в подальшому коливальний контур на рис. 1 розглядати як контур із послідовно з'єднаними L, C та $R_{LC} = R_L + R_C / Q_C^2$ елементами.

Для розрахунку значення добротності резонансного контуру із послідовно з'єднаних L елементу із добротністю Q_L та C елементу із добротністю Q_C за визначеній резонансній частоті може бути використана формула

$$Q_{LC} = \frac{Q_L Q_C}{Q_L + Q_C}, \quad (1)$$

яка справедлива за умови, що частота f співпадає з частотою резонансу контуру f_0 . Дійсно, величина добротності контуру на частоті резонансу ω_0 дорівнює

$$Q_{LC} = \frac{\omega_0 L}{R_L + R_C / Q_C^2} \Rightarrow Q_{LC}^{-1} = \frac{R_L}{\omega_0 L} + \frac{R_C}{\omega_0 L Q_C^2} = Q_L^{-1} + Q_C^{-1}, \quad (2)$$

де використовувалося те, що $\omega_0 L = 1/(\omega_0 C)$. Вирази (1) та (2) співпадають і це свідчить про те, що добротність коливального контуру, знаючи добротність його елементів, розраховується так, як за паралельному з'єднанні двох резисторів, розраховується значення еквівалентного резистора. Слід зазначити, що саме від величини добротності Q_{LC} залежить величина максимальної напруги (діюче значення) на реактивних елементах контуру за умови, що частота зовнішнього джерела живлення буде дорівнювати резонансній частоті контуру.

За резонансу у високодобротному контурі ця напруга буде визначатися як

$$U_L = U_C = U \cdot Q_{LC}, \quad (3)$$

де U – діюче значення напруги зовнішнього джерела живлення синусоїдної напруги.

На рис. 4 наведена залежність добротності резонансного контуру $Q_{LC}(f)$, що розрахована за виразом (1). Ця залежність дає змогу, знаючи резонансу частоту контуру f_0 , наприклад, за результатами експерименту або попереднього розрахунку, визначити добротність контуру $Q_{LC}(f)$ (за $f = f_0$) і

потім величину напруги а також величину напруги на реактивних елементах за виразом (3). Ця напруга буде робочою напругою ЕТС.

З рис. 4 також видно, що залежність $Q_{LC}(f)$ для елементів, що досліджувалися, майже збігається із залежністю $Q_L(f)$, що пов'язано із відносно великим значенням добротності ємності $Q_C(f)$, що використовується в контурі. Максимальне значення добротності резонансного контуру становить $Q_{LC \max} = 280$ і досягається за частоти $f = 40$ кГц.

Далі на основі розробленої Simulink-моделі було досліджено робочі характеристики високовольтного джерела живлення як елемента ЕТС та побудованого на основі резонансного LC-контуру, характеристики якого наведені на рис. 2 – 4.

Simulink-модель електротехнічної системи резонансного типу та аналіз її робочих характеристик в усталеному режимі.

На даному етапі для отримання узагальнених результатів розглядався режим роботи джерела живлення на резистивне навантаження R_{Load} , що відповідає випрямлячу та R_i , C_i -елементам на його виході, як показано на рис. 1. Зазначимо, що розглядається ЕТС для створення високої постійної напруги в ізоляції і вибір при цьому конкретного еквівалентного значення R_{Load} становить самостійну задачу. Як джерело живлення використовується джерело напруги прямокутної форми (рис. 5, а) із амплітудою $U_0 = 1$ В, що змінюється із частотою резонансу LC контуру $f_0 = 17,9$ кГц. Вибране амплітудне значення в 1 В спрощує пропорційний перерахунок результатів на іншу напругу, розглядаючи кола на рис. 5 як лінійні. Значення всіх параметрів LC-контуру відповідають даним рис. 2–4 за частоті резонансу $f = f_0$, а саме: $L = 22,9$ мГн, $R_L = 13$ Ом, $C = 3,5 \cdot 10^{-9}$ Ф, $R_C = 22$ МОм.

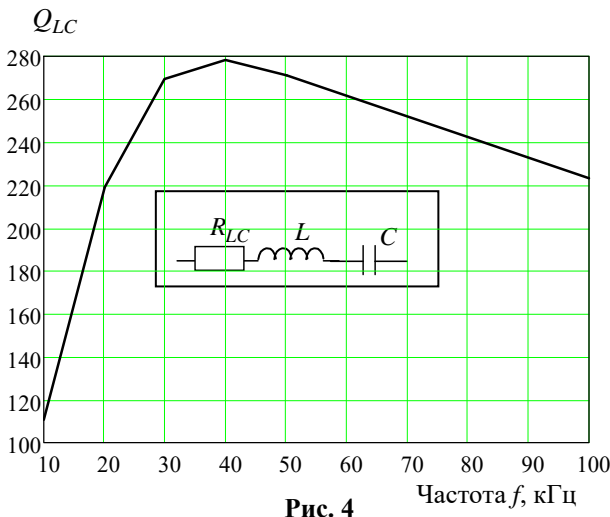


Рис. 4

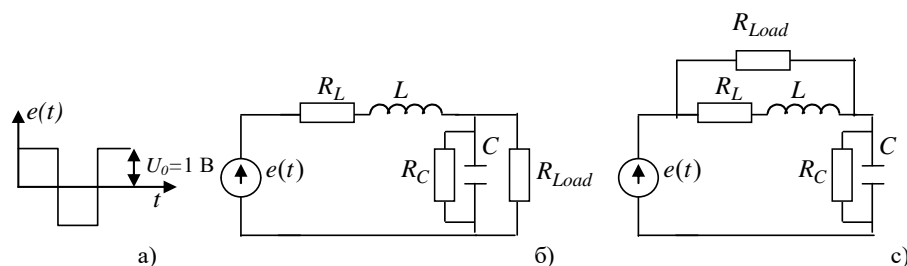


Рис. 5

Досліджувалися два варіанти підключення навантаження – паралельно до ємності резонансного контуру (як показано на рис. 5, б) та паралельно до індуктивності резонансного контуру (рис. 5, в).

Обидві моделі були реалізовані в пакеті Malab/Simulink та проведено розрахунки для усталеного режиму роботи джерела живлення за різних значеннях навантаження R_{Load} .

На рис. 6 показано Simulink-модель для дослідження робочих характеристик ЕТС у разі підключення навантаження R_{Load} паралельно до ємності (рис. 6, а) та результати проведених розрахунків відносного значення напруги на навантаженні, величини потужності на ньому (б), ККД для ЕТС (в) як функцій відносного значення опору навантаження.

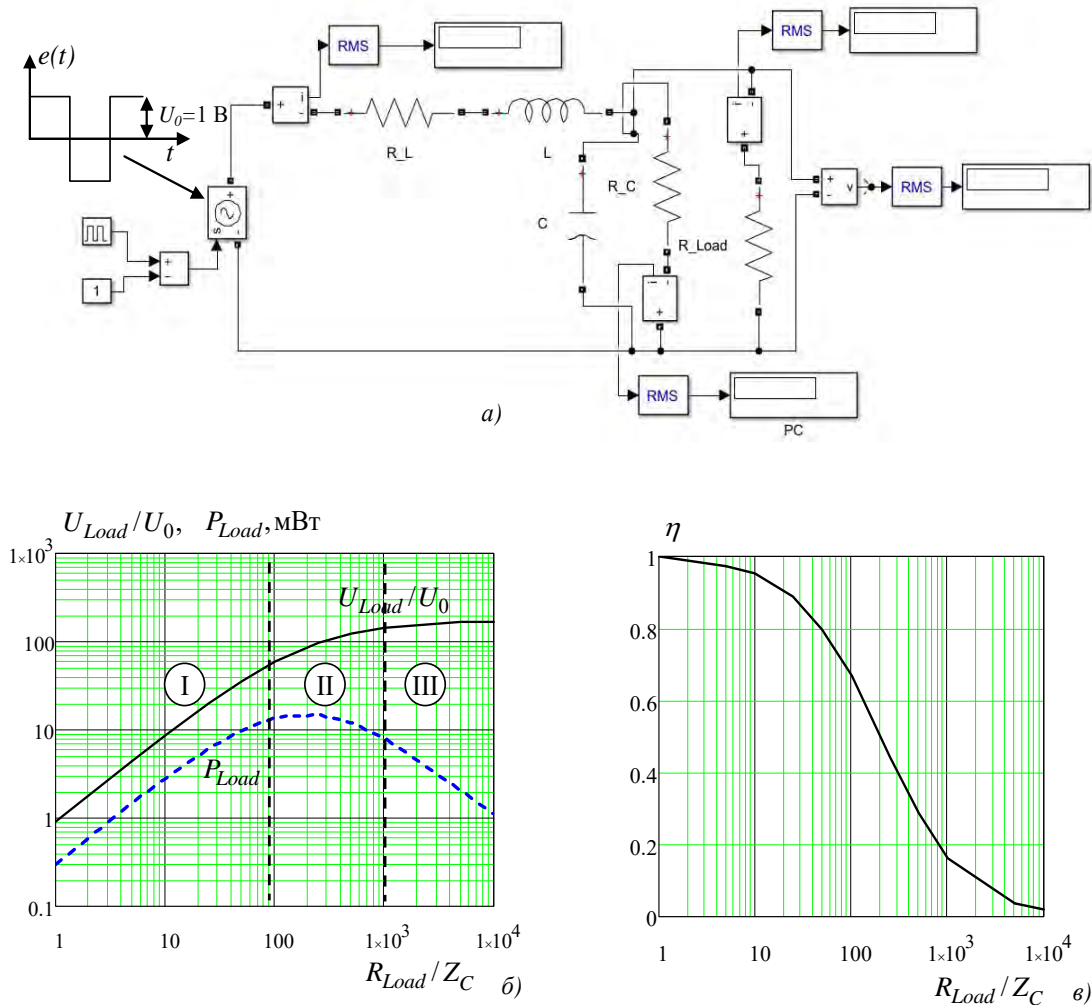


Рис. 6

Зокрема наведені залежності відносного значення напруги на навантаженні U_{Load}/U_0 , величини потужності на навантаженні P_{Load} та величини ККД ЕТС η , що розраховується за формулою $\eta = P_{Load} / (P_{Load} + P_L + P_C)$, як функції відносного значення опору навантаження R_{Load} / Z_C , де $Z_C = 1 / (2\pi f_0 C)$.

На графіку рис. 6, б можна умовно виділити три області в залежності від значення опору навантаження: область I, в якій $R_{Load} / Z_C < 100$ – це робота джерела з високим значенням ККД; область II, в якій $100 \leq R_{Load} / Z_C \leq 1000$ – робота з високим значенням потужності та область III, де $R_{Load} / Z_C > 1000$ – робота з високим значенням напруги на навантаженні. Хоча в області II та особливо в області I напруга суттєво зменшується, однак за допомогою, наприклад, підвищувального трансформатора або DC-DC конвертора, що розташовані на вході інвертора, можливо отримати необхідне значення цієї напруги.

Наведені на рис. 6 результати дають змогу, знаючи величину активного опору навантаження, оцінити на етапі проектування такої ЕТС рівень напруги на цьому навантаженні. Також для цього значення навантаження можна оцінити енергетичні характеристики та рівень ККД ЕТС, що проектується.

На рис. 7 показана Simulink-модель для дослідження робочих характеристик у разі підключенні навантаження R_{Load} паралельно до індуктивності резонансного контуру. Результати проведених на цій моделі розрахунків, а саме, відносного значення напруги на навантаженні, величини потужності на ньому та величина ККД як функцій відносного значення опору навантаження R_{Load}/Z_L , де $Z_L = 2\pi f_0 L$, не відрізняються від відповідних залежностей на рис. 6, б та в. Це пов'язано з тим, що за резонансу $Z_L = Z_C$. Звідси обидва способи підключення навантаження є допустимими.

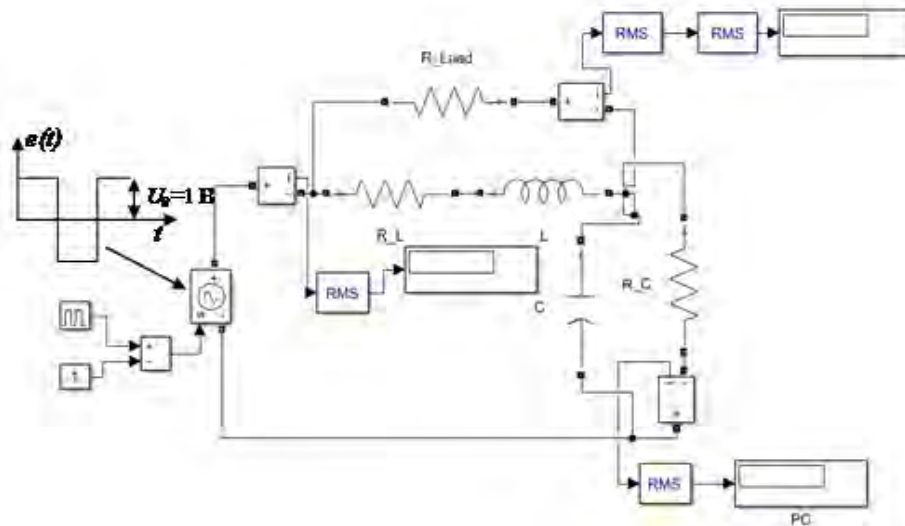


Рис. 7

Аналіз динамічних характеристик високовольтної електротехнічної системи на основі послідовного резонансного контуру. Для високовольтної ЕТС, що досліджується в роботі, важливо оцінити її динамічні процеси в разі пробою ізоляції, що діагностується, тобто коли на певний проміжок часу виникає режим короткого замикання в навантаженні. Такий режим слід вважати штатним режимом, що має бути враховано на етапі проектування такої ЕТС. Як навантаження в цьому режимі, на відміну від розрахунку усталеного режиму, розглядається ізоляція, що підключена до виходу випрямляча та моделюється паралельно з'єднаними активним опором R_{Load}^D та еквівалентної ємності C_1 . Ця ємність враховує як ємність ізоляції, так і наявність, в разі необхідності, додаткової ємності на виході випрямляча для зменшення пульсацій напруги на ізоляції. В цьому режимі роботи також були досліджені два варіанти підключення випрямляча із навантаженням: підключення паралельно ємності резонансного контуру та паралельно індуктивності резонансного контуру.

Значення активного опору навантаження задавалося як $R_{Load}^D/Z_C = R_{Load}^D/Z_L = 100$, а частота прямокутного джерела живлення дорівнювала резонансній частоті. Для розрахунку динамічних характеристик використовувалася розроблена Simulink-модель ЕТС.

На рис. 8, а показана така модель у разі підключення навантаження паралельно ємності. Модель містить комутаційний апарат K , який підключений паралельно до навантаження та замикається на певний проміжок часу, що моделює процес виникнення пробою в ізоляції на етапі її випробування.

Результати комп'ютерних розрахунків для цього способу підключення показані на рис. 8, б, в, на яких наведено змінення у часі електричного струму в розрядному контурі $i_{LC}(t)$ (рис. 8, б) та відносного значення напруги на навантаженні $u_{R_{Load}}/U_0$ (рис. 8, в). З цього рисунку видно, що в разі виникнення пробою в ізоляції (через 5 мс після початку моделювання) ці величини значно зменшуються, а при погасанні іскрового розряду ці величини збільшуються до усталеного значення за проміжок часу приблизно 6 мс.

В разі підключення навантаження паралельно до індуктивності була розроблена Simulink-модель, представлена на рис. 9, а. Результати розрахунків змінення у часі електричного струму в розрядному контурі та відносного значення напруги на навантаженні представлено відповідно на рис. 9, б та 9, в.

Значимо, що динамічні характеристики під час підключення навантаження як до ємності ЕТС, так і до його індуктивності змінюються практично однаково. Отже, при роботі ЕТС на активне навантаження в режимі створення постійної напруги обидва способи його підключення можуть бути рекомендовані до реалізації на практиці.

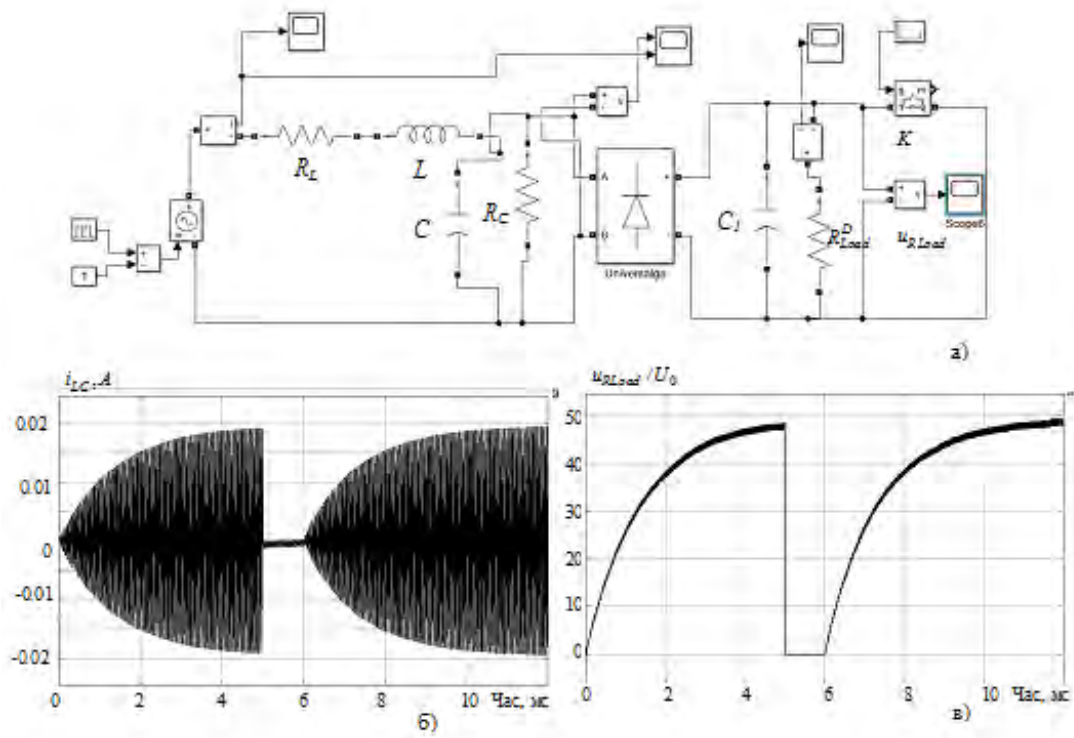


Рис. 8

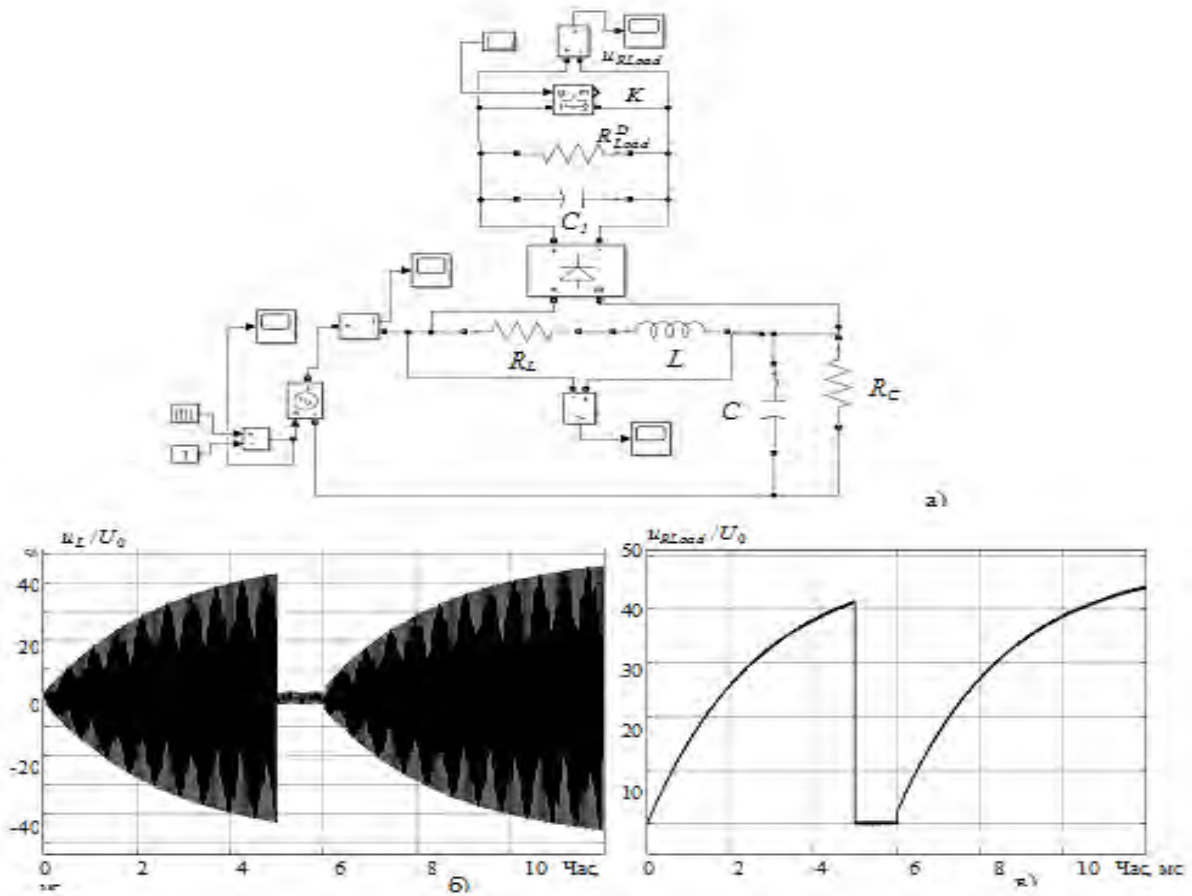


Рис. 9

Таким чином, запропонована високовольтна ЕТС на основі високодобротного резонансного контуру, що призначена для діагностики ізоляції, дає змогу параметричним шляхом впродовж характерного часу $1/f_0$ суттєво зменшувати напругу та струм у навантаженні такої ЕТС у випадку пробою ізоляції, що діагностується. Такий підхід запобігає можливому руйнуванню як самої ЕТС, так і подальшому руйнуванню ізоляції високовольтного обладнання. І таку властивість слід вважати важливою перевагою високовольтної ЕТС саме такого типу в порівнянні з іншими високовольтними джерелами живлення. Слід зазначити, що в разі виникнення як штатного, так і аварійного режиму холостого ходу розглянутої ЕТС напруга на реактивних елементах резонансного контуру буде дорівнювати саме робочій високій напрузі, яка утворюється внаслідок роботи цього контуру на резонансній частоті.

Висновки. Проведено аналіз робочих та динамічних характеристик високовольтної ЕТС, побудованої на основі високодобротного резонансного LC контуру та призначеної для діагностики ізоляції високовольтного обладнання на постійній напрузі. Експериментально досліджено частотні залежності параметрів L та C елементів, що утворюють побудований резонансний контур, і показано, що для обох елементів існує оптимальна частота, за якій величина добротності елемента досягає максимуму. Добротність побудованого контуру визначається переважно добротністю його індуктивності L і досягає максимального значення $Q_{LC\ max} = 280$ за частоти $f = 40$ кГц.

Розроблено Simulink-модель для аналізу робочих характеристик ЕТС в усталеному режимі та встановлено залежності, що дають змогу для даного активного опору навантаження визначити на ньому рівень напруги, а також енергетичні характеристики та значення ККД ЕТС на етапі її проектування.

Розроблено Simulink-модель для аналізу динамічних характеристик ЕТС у разі виникнення пробою в ізоляції навантаження, що діагностується. Показано, що в разі пробою ізоляції, що призводить до виникненню короткого замикання у навантаженні, електричний струм в резонансному контурі параметричним шляхом значно зменшується до безпечного рівня. Це запобігає можливому руйнуванню як ЕТС, так і досліджуваної ізоляції і ця властивість є важливою для такого типу високовольтних ЕТС.

Дослідження виконані за Проектом № 2022.01/0211 "Розробка мобільної системи формування напруги зі змінними параметрами для моніторингу безпеки і надійності високовольтного електрообладнання енергетичних об'єктів критичної інфраструктури України", який фінансується Національним фондом досліджень України.

1. Кириленко О.В., Жуйков В.Я., Денисюк С.П. Використання динамічної тарифікації для оптимізації техніко-економічних показників microgrid на локальних ринках електроенергії. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 3. С. 37-48. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.03.037>.
2. Lezama F., Soares J., Hernandez-Leal P., Kaisers M., Pinto T., Vale Z. Local Energy Markets: Paving the Path Toward Fully Transactive Energy Systems. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2019. Vol. 34. No 5. Pp. 4081-4088. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2018.2833959>.
3. Sinha A., Basu A.K., Lahiri R.N., Chowdhury S., Chowdhury S.P., Crossley P.A. Setting of Market Clearing Price (MCP) in Microgrid Power Scenario. *IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. 2008. Pp. 1-8. DOI: <https://doi.org/10.1109/PES.2008.4596357>.
4. Hirsch A., Parag Y., Guerrero J. Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2018. Vol. 90. Pp. 402-411. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.03.040>.
5. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией на сверхвысокие напряжения. Киев: Наш Формат, 2013. 550 с.
6. Титко А.И., Васьковский Ю.Н. Научные основы, методы и средства диагностики асинхронных двигателей. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2015. 300 с.
7. Зозулін Ю.В., Антонов О.С., Бичік В.М., Боричевський А.М., Кобзар К.О., Лівшиць О.Л., Ракогон В.Г., Роговий І.Х., Хаймович Л.Л., Чередник В.І. Створення нових типів та модернізація діючих турбогенераторів для теплових електричних станцій. Харків: ПФ Колегіум, 2011. 228 с.
8. Bluhm H. Pulsed power systems: principles and applications. Berlin: Springer-Verlag, 2006. Pp. 288–305.
9. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric energy loss at energy exchange between capacitors as function of their initial voltages and capacitances ratio. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No. 3. Pp. 9-11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009>.
10. Білецький О.О., Супруновська Н.І., Щерба А.А. Залежність енергетичних характеристик кіл заряду суперконденсаторів від їх початкових і кінцевих напруг. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 1. С. 3-10. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.003>.
11. Nguyen P.K., Sugho J., Berkowitz A.E. MnBi particles with high energy density made by spark erosion. *J. Appl. Phys.* 2014. Vol. 115. Iss. 17. Pp. 17A756-1.

DETERMINING AND ANALYSING PERFORMANCE CHARACTERISTICS OF HIGH-VOLTAGE ELECTROTECHNICAL SYSTEMS BASED ON A SERIES RESONANT LC-CIRCUIT WITH A HIGH Q-FACTOR

A.A. Shcherba, O.D. Podoltsev, N.I. Suprunovska, D.V. Vinnichenko
Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,
Beresteiskyi ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine,
e-mail: podoltsev.alexander@gmail.com

The paper analyzes the performance characteristics of the electrotechnical system (ETS), built on the basis of a series high-Q resonant LC circuit and intended for diagnosing the isolation of high-voltage equipment. The frequency dependences of the parameters L and C elements of the resonant circuit were experimentally studied and it was shown that for both elements there is an optimal frequency at which the value of the element's Q -factor reaches its maximum value. It was established that the Q -factor of the investigated circuit is determined mainly by the Q -factor of its inductance and reaches the maximum value $Q_{LC,max} = 280$ at the frequency $f = 40$ kHz. The Simulink model was developed for the analysis of the performance characteristics of the ETS in steady state. Graphical dependences are given, which allow to determine the level of voltage on the load for a given active resistance of this load, as well as the energy characteristics and the value of the efficiency of the ETS at the stage of its design. A Simulink model has also been developed to analyze the dynamic characteristics of the ETS when a breakdown of the diagnosed insulation occurs. It is shown that the breakdown of the insulation in the ETS, which has a series high-Q resonant circuit, will cause a rapid decrease in current by Q times, and not an increase in current to emergency values, as in an ETS based on high-voltage transformers. In this way, a fast-acting parametric stabilization of the output current is implemented in the ETS even in case of electrical breakdowns of the high-voltage insulation of the power equipment under diagnosis. Thus, the ETS implements high-speed parametric stabilization of the output current, which prevents the destruction of both the ETS and the diagnosed high-voltage insulation of power equipment even during its electrical breakdown. References 11, figures 9.

Key words: resonant circuit, Q factor, electrotechnical system, frequency-dependent parameters, high-voltage insulation, power cables, electric machines, technical state monitoring.

1. Kirylenko O.V., Zhuykov V.Ya., Denisyuk S.P. Use of dynamic pricing to optimize technical and economic indicators of Microgrid in the local markets of Ukraine. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2022. No 3. Pp. 37-48. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.03.037>. (Ukr)
2. Lezama F., Soares J., Hernandez-Leal P., Kaisers M., Pinto T., Vale Z. Local Energy Markets: Paving the Path Toward Fully Transactive Energy Systems. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2019. Vol. 34. No 5. Pp. 4081-4088. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2018.2833959>.
3. Sinha A., Basu A.K., Lahiri R.N., Chowdhury S., Chowdhury S.P., Crossley P.A. Setting of Market Clearing Price (MCP) in Microgrid Power Scenario. *IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*. 2008. Pp. 1-8. DOI: <https://doi.org/10.1109/PES.2008.4596357>.
4. Hirsch A., Parag Y., Guerrero J. Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2018. Vol. 90. Pp. 402-411. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.03.040>.
5. Shidlovsky A.K., Shcherba A.A., Zolotarev V.M., Podoltsev A.D., Kucheryavaya I.N. Cables with polymer insulation for ultra-high voltage. Kyiv: Our Format, 2013. 550 p. (Rus)
6. Titko A.I., Vaskovsky Yu.N. Scientific foundations, methods and diagnostic tools for asynchronous motors. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2015. 300 p. (Rus)
7. Zozulin Yu.V., Antonov O.E., Bychik V.M., Borychevskyi A.M., Kobzar K.O., Livshyts O.L., Rakogon V.G., Rogovy I.X., Haymovich L.L., Herdman V.I. Creation of new types and modernization of existing turbine generators for thermal power stations. Kharkiv: PF Kolegium, 2011. 228 p.
8. Bluhm H. Pulsed power systems: principles and applications. Berlin: Springer-Verlag, 2006. Pp. 288-305. (Ukr)
9. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric energy loss at energy exchange between capacitors as function of their initial voltages and capacitances ratio. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 3. Pp. 9-11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009>.
10. Biletsky O.O., Suprunovska N.I., Shcherba A.A. Dependence of power characteristics of circuit at charge of supercapacitors on their initial and final voltages. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 3-10. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.003>. (Ukr)
11. Nguyen P.K., Sugho J., Berkowitz A.E. MnBi particles with high energy density made by spark erosion. *J. Appl. Phys.* 2014. Vol. 115. Iss. 17. Pp. 17A756-1.

Надійшла 04.12.2023
Остаточний варіант 28.12.2023

ARKADIEV-MARKS CIRCUIT WITH RESONANT CHARGING OF CAPACITIVE ENERGY STORAGE IN MAGNETIC-PULSE INSTALLATIONS

Yu.V. Batygin*, S.O. Shinderuk**, E.O. Chaplygin***, D.V. Fendrikov

Kharkiv National Automobile and Highway University,

st. Yaroslava Mydrogo, 25. Kharkiv, Ukraine, 61002.

e-mail: 097931417e@gmail.com

The effective use of Arkadiev-Marx scheme with a resonant charging of capacitive storages in magnetic-pulse installations, as power sources, in technologies using the electromagnetic field energy is proposed and substantiated. It is found that during charging the maximum voltage amplitude at capacitor increases by number times equal to the quality factor of the charging circuit at the fundamental frequency of the harmonic expansion of exciting signal, but by ~34% less than possible maximum. The calculations of the characteristics of magnetic-pulse complex intended for the repair of damaged car bodies show the high efficiency of using the Arkadiev-Marx circuit with the resonant charging of capacitive storage. It is found that during the time of ~0.45 s the battery of 10 capacitors connected in parallel with total capacitance of ~100 μF can be charged up to voltage of ~7500 V with stored energy of ~2.8 kJ. The results of the work allow us to give recommendations on the practical increase in the efficiency of magnetic-pulse metal processing. References 16, figures 4.

Key words: magnetic pulse processing of metals, Arkadiev-Marx circuit, series circuits, voltage resonance.

Introduction. The magnetic pulse processing of metals (MPMP by traditional abbreviation or electromagnetic metal forming, EMF by western terminology) relates without a doubt to the advanced technology of modernity. Here the contactless force effect on processing object, high productivity, wide opportunities for automating the production process, environmental friendliness and many other advantages take place. Physically the effectiveness of magnetic-pulse metal processing is due to the appearance of Lorentz force during the interaction of external magnetic field with conducting medium. The excited high-power electrodynamic forces are the magnetic pressure forces in classical special literature [1–2].

It should be noted that the natural repulsive action of Lorentz forces can be transformed into attraction. To do this, first of all, it is necessary to go to the region of sufficiently low operating frequency and, when processing the non-magnetic thin-walled metals, add an additional structural element that is an auxiliary screen. In the latter case, the attraction takes place as a force interaction between the exciting current and the current induced in the screen of metal [3–5]. In addition, as is known, the efficiency of force impact is determined by the amplitude of excited fields. Here the resonant effects, which significantly increase the level of generated electromagnetic energy, can play an important role [6].

Speaking about metal processing technologies with the use of electromagnetic field energy, it is necessary to mention the similar electrodynamic force effects in fundamental experiments, where the excitation of the strong and super-strong fields made it possible to form intense flows of charged particles that ultimately led to a new scientific direction known as plasma physics [7].

The power source is a mandatory component of equipment for any purpose, where the electromagnetic field energy is used. In MPMP, there are magnetic-pulse installations (MPI by traditional abbreviation). Basically, in the traditional version, they contain charging and discharging blocks. The first block (input) combines the step-up transformer, AC voltage rectifier and electronic control system. The second block as a discharging unit (output) is a serial active-reactive circuit in which a pre-charged capacitor is discharged at so-called inductor. The inductor along with the object being processed is a tool for performing a given production operation [1, 3, 4, 7]. Here, as mentioned above, in order to excite the attractive forces, it is necessary to go to low operating frequency. But when the implementation of technological process occurs with natural repulsion (magnetic pressure on the conductor), then the tools, i.e. inductors, should operate exclusively in the range of sufficiently high frequency of fields [1].

Returning to the charging block of capacitive storage devices in the traditional design of MPI, as disadvantages, we can point out its complication (rectifier, step-up transformer, etc.) and high cost.

© Batygin Yu.V., Shinderuk S.O., Chaplygin E.O., Fendrikov D.V., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-1278-5621>; ** <https://orcid.org/0000-0002-6354-4174>;

*** <https://orcid.org/0000-0003-1448-6091>

Recent theoretical and experimental works (for example, [6, 8]) in the field of creating the amplifiers of reactive electrical energy, based on resonant effects in active-reactive circuits, allow us to propose their use as charging units instead of traditional devices. In this case, the amplification of signal from external source occurs in the circuit of series connected active resistors, inductance coil (inductor) and capacitor (RLC circuit). Moreover the increase in voltage is due to the excitation of so-called "voltage resonance". The quantitative indicator of growth is equal to the quality factor of series circuit. As shown by theory and experiments, this indicator can practically reach very high values [6].

The possibilities for improving the efficiency of pulse systems are not limited to the above variants of chargers. Here one cannot ignore the well-known approaches related to the variation of load characteristics in discharge circuits (for example, these are the tools of magnetic-pulse technologies [9]), although capacitive energy storages still play a main role.

In the traditional version of MPI, the capacitors of the charging and discharge circuits are the same, since the same electrical energy storage devices are charged and discharged. This fact imposes the significant restrictions on the variability of the operating frequency of generated fields. That leads to certain difficulties when performing the specified production operations. It is possible to expand the variability if, in a magnetic-pulse installation, the battery of several capacitors is made according to Arkadiev-Marx circuit [10, 11]. In this case, the charge is produced at parallel connection, and the discharge takes place at series connection of individual capacitors. For each of them, the capacitance will be inversely proportional to their number. Accordingly the range of permissible operating frequency and the production capabilities of magnetic-pulse technological processes are growing. Note that, unlike the classic Arkadiev-Marx circuit, the capacitors connected in parallel are charged by exponentially growing sinusoidal voltage. The problem of "connecting-disconnecting" the specified number of capacitors in power electronics is solved by modern high-speed synchronous switches (for example, thyristor switches) with the microsecond or millisecond ranges depending on the operating frequency of charge or discharge [12, 13].

The purpose of this work consists in the proposal and justification of the efficiency of Arkadiev-Marx circuits with the resonant charging of capacitive storage devices in magnetic-pulse installations, as power sources, in the technologies using electromagnetic field energy.

Principle of action, problem statement. The equivalent circuit of magnetic-pulse installation with connected electric load in the form of inductor system as a tool for performing a given production operation is shown in Fig. 1, a.

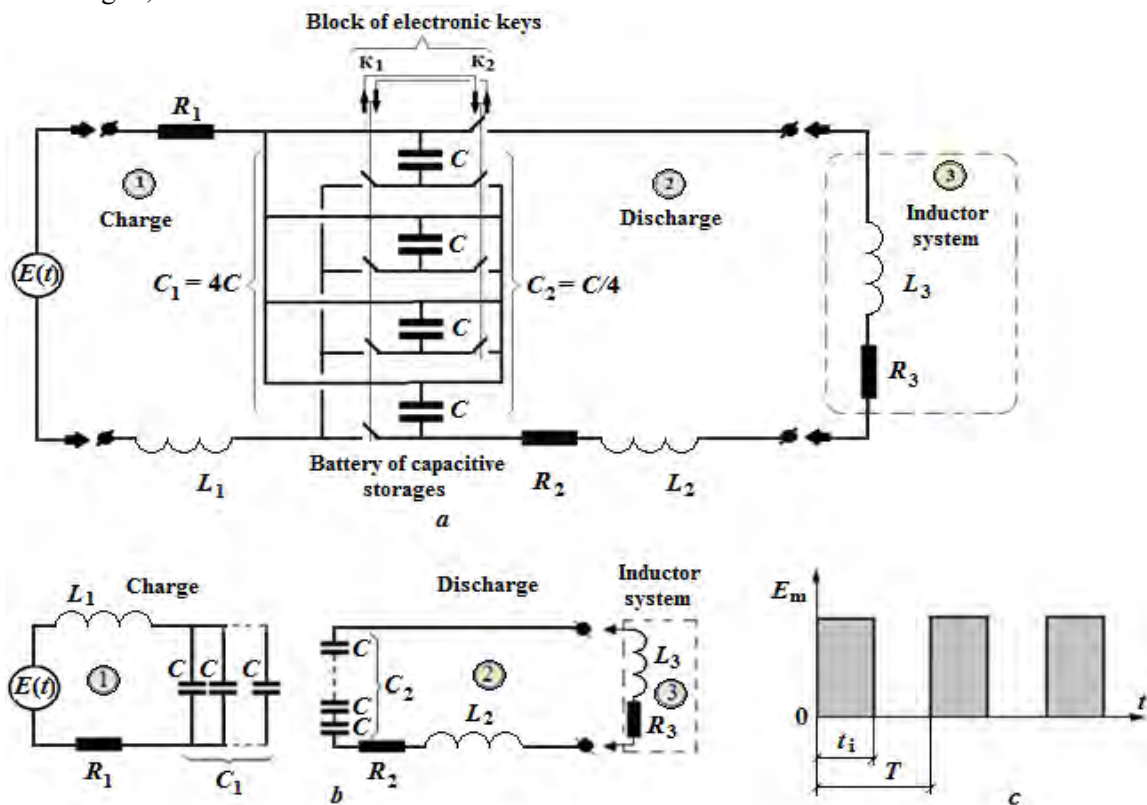


Fig. 1

In Fig. 1: the capacitive energy storage devices consist of n identical capacitors C ; the charged capacitor C_1 and discharged capacitor C_2 are conventionally separated. The calculation models of charging and discharging are shown in Fig. 1, *b*. C_1 and C_2 are the resulting capacitance of batteries formed by combinations of n individual capacitors with capacitance C when they are connected in parallel (charging circuit) and in series (discharge circuit) so that $C_1 = n \cdot C$ and $C_2 = C/n$. Thus capacitors C are charged in their parallel combination (this is C_1), and the same previously charged capacitors are discharged, but already in their serial combination (this is C_2).

Remarks. The possible example of MPI with Arkadiev-Marx circuit is given for illustrative purposes. In the circuit batteries C_1 and C_2 are formed by 4 separate capacitors C . It should be added that in a similar way one can form any batteries with arbitrary number n of separate capacitors C , which are presented in Fig. 1, *a* and *b*.

Principle of operation. The battery of energy storage devices with capacitance C_1 is charged in circuit $R_1 L_1 C_1 - 1$ by external source $E(t)$ with closed switch K_1 and open switch K_2 to given voltage $U_{C0}(t)$. The subsequent discharge occurs when switch K_1 is open and switch K_2 is closed in circuit $(R_2 + R_3) (L_2 + L_3) C_2 - 2$. Here the electric load is connected in the form of inductor-tool (circuit $R_3 L_3 - 3$).

Formulation of problem. The formulation of problem and the assumptions made are determined by the purpose of this work with addition about the possible time dependence of power source voltage in the charging circuit.

The processes in the charging and discharge circuits of the proposed circuit proceed independently from one another. This allows us to consider them separately from each other. The calculation models of charging and discarding, according to which the processes occur, are shown in Fig. 1, *b*.

The power supply voltage is represented by unipolar periodic sequence of rectangular pulses. The time dependence of excitation voltage is shown in Fig. 1, *c*, where T is the pulse repetition period, t_i is the duration of each pulse, E_m is the pulse amplitude.

Remarks. The accepted assumption is of interest for practice when the power supply generates the rectangular voltage pulses with given amplitude-time parameters. For example, for independent MPI in electromagnetic hammer mode, it can be a battery with periodic disconnection of charging circuit.

The duration of the pulses of supply power is arbitrary. The repetition frequency in the sequence is equal to the natural resonant frequency of charging circuit 1: $\omega_1 = 2\pi/T$.

In order to avoid energy losses, the charging and discharge circuits are made with the minimum possible resistances and, accordingly, sufficiently small damping factor: $\delta_{1,2}/\omega_{1,2} \ll 1$, where $\delta_{1,2}$ are the damping factors, $\omega_{1,2}$ are the frequency of the charging and discharge circuits, respectively.

The electric load as a solenoid (inductor-tool for performing a given production operation) is connected to the electrical output of proposed MPI circuit, the inductance of which is much greater than the inductance of MPI in discharge, that is $L_3/L_2 \gg 1$.

Remarks. The last two assumptions are typical requirements for the equipment of magnetic-pulse technologies introduced into modern industrial production [1, 3, 4, 7].

Calculated relationships. When solving the problem, we will use the operator method to calculate the electric circuits. Because the charge and discharge are independent, the electromagnetic processes occurring in the circuits can be considered separately (Fig. 1, *b*).

Charge (equivalent circuit in Fig. 1, *b* on the left).

As mentioned above, the capacitive storage is charging at parallel connection of separate n capacitors C , then $C_1 = n \cdot C$.

The differential equation in voltage across capacitor $U_C(t)$ in Laplace-space at zero initial condition $\left\{ U_C(0) = \frac{dU_C(0)}{dt} = 0 \right\}$ has the form [14]:

$$p^2 U_C(p) + 2\delta_1 \cdot p U_C(p) + \omega_1^2 \cdot U_C(p) = \omega_1^2 \cdot E(p), \quad (1)$$

where p is the Laplacian operator; $U_C(p) = L\{U_C(t)\}$; $E(p) = L\{E(t)\}$; $\delta_1 = L_1/2R_1$ is the damping factor; $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}}$ is the natural frequency of the circuit.

Solution of equation (1) permits to find L-image of the charging voltage through capacitor [15]:

$$U_C(p) = F(p) \cdot E(p), \quad (2)$$

where $F(p) = 1/(p+\delta_1)^2 + \omega^2$; $\omega = \sqrt{\omega_1^2 - \delta_1^2}$.

The original function from its Laplace transform of expression (2) can be written as the convolution of functions [15]:

$$U_C(t) = F(t) * E(t), \quad (3)$$

where $F(t) \leftrightarrow F(p)$; $E(t) \leftrightarrow E(p)$ are the originals of factors in (2).

According to formulation of the problem, the energy dissipation is minimal; this means that the value of relative damping factor is sufficiently small ($\delta_1/\omega_1 \ll 1$) and the frequency of excitation signal is equal to the natural frequency of studied resonant circuit $\left(\omega \approx \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}}\right)$. In this case, the expression for $F(p)$ in

(2) can be simplified. After passing to the space of originals, we obtain the following dependence [15]:

$$F(p) \approx \frac{1}{\omega_1} \cdot \frac{\omega_1}{(p + \delta_1)^2 + \omega_1^2} \leftrightarrow F(t) = \frac{1}{\omega_1} \cdot e^{-\delta_1 \cdot t} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t). \quad (4)$$

The convolution of functions in expression (3), taking (4) into account, with phase dependence instead of time dependence in expanded form, is presented by

$$U_C(t) = \omega_1 \cdot \int_0^t e^{-\delta_1 \cdot (t-\tau)} \cdot \sin(\omega_1 \cdot (t-\tau)) \cdot E(\tau) d\tau, \quad (5)$$

where $\delta_1 = \delta_1/\omega_1$ is the relative damping factor.

The amplitude-time dependence of excitation voltage from the sequence of rectangular oscillating pulses (Fig. 1, c) can be represented by Fourier series in cosines of multiple arcs [14, 15]:

$$E(t) = \frac{2}{\pi} \cdot E_m \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \delta_k \cdot E_k \cdot \cos\left(\omega_k \cdot \left(t - \frac{t_i}{2}\right)\right), \quad (6)$$

where $E_k = \sin(\omega_k \cdot t_i/2)/k$, $\omega_k = 2\pi k/T$ are the amplitudes and relative frequency of the harmonics of spectrum analysis, respectively; $\delta_k = \begin{cases} 0.5, & k=0, \\ 1.0, & k \neq 0 \end{cases}$ – is the Kronecker-Cappelli symbol [15].

Let us substitute expansion (6) by expression (5).

After integration, taking into account that $\delta_1/\omega_1 \ll 1$, we obtain the following amplitude-time dependence for voltage across the capacitor:

a) the fundamental harmonic corresponding to voltage resonance,

$$U_{C-main}(t) \approx \frac{2}{\pi} \cdot Q_1 \cdot E_m \cdot \left(1 - e^{-\delta_1 \cdot t}\right) \cdot \sin\left(\omega_1 \cdot \left(t - \frac{t_i}{2}\right)\right), \quad (7)$$

where $\omega_1 = 2\pi/T = (\sqrt{L_1 \cdot C_1})^{-1}$ is the resonance frequency, $Q_1 = (\omega_1 \cdot L_1)/R_1 = 1/(\omega_1 \cdot C_1 \cdot R_1)$ is the quality factor of charging circuit at the resonant frequency

b) higher harmonics

$$U_{C-high}(t) \approx -\frac{2}{\pi} \cdot E_m \cdot e^{-\delta_1 \cdot t} \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \cdot F\left(\frac{t_i}{T}\right), \quad (8)$$

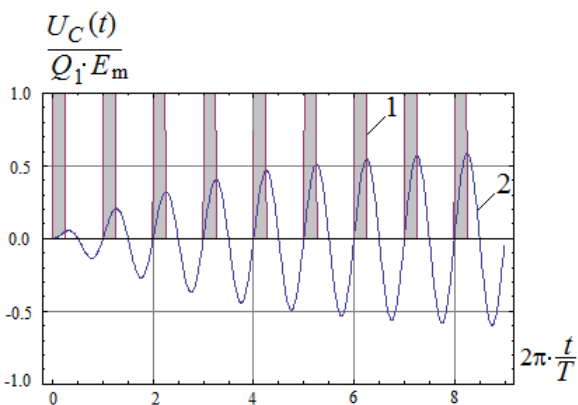


Fig. 2

where $F\left(\frac{t_i}{T}\right) = \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{k=0,2,\dots}^{\infty} \delta_k \cdot \left(\frac{\sin\left(\omega_k \cdot \frac{t_i}{2}\right)}{k}\right)^2$ – is the

quantitative indicator of the contribution of higher harmonics (taking into account the constant component of exciting signal) in the formation of charging voltage at capacitor.

Let us analyze the obtained results.

- Regardless of time characteristics of power source voltage, the harmonic signal is excited at capacitor. The time dependencies of voltages in charging circuit

are shown in Fig. 2, where 1 relates to excitation signal from power source, $t_i/T = 0.1 \rightarrow 0$; 2 corresponds to voltage across capacitor.

Remarks. The time dependence on the relative (time/period) length t_i of pulses in input voltage – t_i is set by multiplier $\sim \sin(\omega_1 \cdot (t - t_i / 2))$, but not by directly proportional multiplier (t_i/T) . This follows from the solution of corresponding differential equation, and is explained by the fact that, in the end, the charge physically occurs at basic resonant frequency of sinusoidal (not constant) voltage.

- The fundamental harmonic of voltage at capacitor (7) contains factor $-2/\pi$; this means the decrease in amplitude value by $\sim 34\%$ in comparison with excitation signal.

- The amplitude of fundamental harmonic of voltage at capacitor includes the product of source supply voltage E_m and quality factor of charging circuit at fundamental frequency of the harmonic expansion of excitation signal Q_1 ; this means the increase in charging voltage by $\sim Q_1$ times.

- When reaching the stationary state, the charging voltage at fundamental frequency reaches its maximum ($U_{C\text{-main,max}} \approx (2/\pi) \cdot Q_1 \cdot E_m$), the amplitude of higher harmonics tends to zero as $e^{-\delta_1 \cdot t} \Big|_{t \gg \frac{1}{\delta_1}} \rightarrow 0$.

- The contribution of higher harmonics to the formation of voltage at capacitor is minimal with short duration of excitation pulse in periodic sequence of their repetition ($t_i/T \rightarrow 0$) and is maximum with the duration of excitation pulse approaching to the signal repetition period ($t_i/T \rightarrow 1$). The dependence of the quantitative indicator of contribution of higher harmonics to the formation of voltage at capacitor on the time characteristics of excitation voltage is shown in Fig. 3.

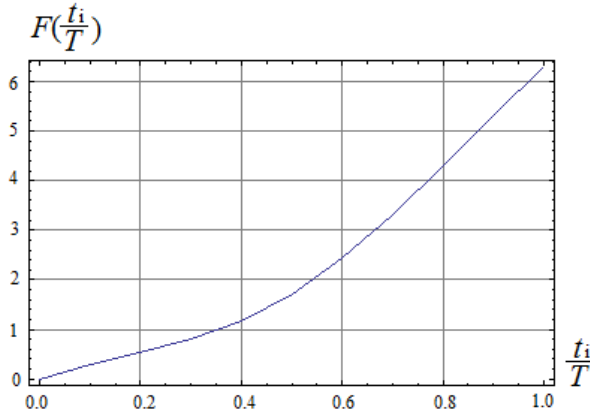


Fig. 3

Discharge (equivalent circuit in Fig. 1, b on the right).

The capacitive storage is discharging at series connection of identical separate n capacitors C , then $C_2 = C/n$.

When performing the calculations, we assume that the entire battery, like each individual capacitor, is charged up to amplitude value $U_{C0} = (2/\pi) \cdot Q_1 \cdot E_m$ after reaching of which the discharge of all capacitors occurs simultaneously.

The main characteristics of discharge circuit are described by the following dependencies:

a) the total initial charging voltage at the battery

$$U_{C02} = n \cdot U_{C0} = n \cdot \left(\frac{2}{\pi} \cdot Q_1 \cdot E_m \right), \quad (9)$$

b) stored energy

$$W_0 = \frac{C_2 \cdot U_{C02}^2}{2} = \frac{2C_2}{\pi^2} \cdot (n \cdot Q_1 \cdot E_m)^2 \quad (10)$$

c) frequency of discharging signal

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{(L_2 + L_3) \cdot C_2}}. \quad (11)$$

Note that the resonant frequency of discharging signal increases by a factor of n compared to the frequency when individual capacitors are connected in parallel. The last fact can be compared with the well-known circuits for magnetic pulse installations, where the capacitance at the charge and discharge is the same [1, 3, 4, 7].

Second, as following from the above relations, the energy stored in capacitor bank, when they are connected in parallel (charge), is equal to the energy when they are connected in series (discharge). That is the corresponding law of conservation of energy is satisfied; this indicates the validity of noted relationships [14].

Thus the oscillatory discharge of capacitor in voltage resonance mode starts immediately after the end of its charge. At $\sqrt{\frac{(L_2 + L_3)}{C_2}} \gg 0.5 \cdot (R_2 + R_3)$ the current in the circuit is described by known exponentially decaying harmonic time dependence [14]:

$$J_2(t) \approx \frac{2}{\pi} \cdot \frac{n \cdot E_m}{(R_2 + R_3)} \cdot \frac{Q_1}{Q_2} \cdot e^{-\frac{1}{2Q_2} \cdot \omega_2 \cdot t} \cdot \sin(\omega_2 \cdot t), \quad (12)$$

where $\varphi = \omega_2 \cdot t$ is the current phase, t is the time from the moment of charge beginning, $Q_2 = (\omega_2 \cdot (L_2 + L_3)) / (R_2 + R_3) = 1 / (\omega_2 \cdot C_2 \cdot (R_2 + R_3))$ is the quality factor in the representations according to the voltage resonance in discharge circuit.

Taking into account the values of the quality factors and frequency (11), the dependence for discharge current (12) is reduced to a form which is more convenient for subsequent numerical evaluations

$$J_2(t) \approx \frac{2}{\pi} \cdot \frac{E_m}{R_1} \cdot e^{-\frac{1}{2Q_2} \cdot \omega_2 \cdot t} \cdot \sin(\omega_2 \cdot t). \quad (13)$$

The energy of magnetic field in inductor-tool is equal to [14]:

$$W_{L_3}(\varphi) = \frac{2}{\pi^2} \cdot L_3 \cdot \left(\frac{E_m}{R_1} \right)^2 \cdot e^{-\frac{1}{Q_2} \cdot \omega_2 \cdot t} \cdot \sin^2(\omega_2 \cdot t). \quad (14)$$

Under assumptions of the problem as it follows from expression (14), the energy reaches its maximum when $(\omega_2 \cdot t_{\max}) \rightarrow \pi/2$. In this case we have:

$$W_{L_3 \max} = \frac{2}{\pi^2} \cdot L_3 \cdot \left(\frac{E_m}{R_1} \right)^2 \cdot e^{-\frac{\pi}{2Q_2}}. \quad (15)$$

Let us calculate the part of the energy stored in the capacitors of capacitive storage by (10) which is transformed into the magnetic field energy of inductor-tool (14). Expression (14) should be divided by expression (10). Taking into account the dependencies previously obtained, after analogous transformations, we obtain the expression for the relative energy of magnetic field in inductor-tool:

$$\frac{W_{L_3}(t)}{W_0} = \frac{L_3}{L_1} \cdot e^{-\frac{1}{Q_2} \cdot \omega_2 \cdot t} \cdot \sin^2(\omega_2 \cdot t). \quad (16)$$

To estimate by the maximum and using expression (15), we can write that $W_{L_3 \max} / W_0 = (L_3 \cdot e^{-\pi/2 Q_2}) / L_1$. Let us analyze the results following from (14)–(16).

- The energy in inductor-tool is generated by the harmonic function decaying exponentially in time (15).
- The amplitude of magnetic field energy in inductor-tool depends only on resistance R_1 of charging circuit elements (14, 15), but is independent on resistance of discharge circuit R_2 .
- The value of resistance R_2 affects only the degree of signal attenuation in discharge circuit, since it is included in expression for its quality factor.
- Since the electromagnetic field energy in inductor-tool and the electromagnetic energy stored in capacitor are interconnected by directly proportional relationship between the inductance of inductor itself and the inductance of charging circuit (16), the operation of the proposed circuit can be conditionally interpreted as the operation of a transformer with primary winding L_1 and secondary winding L_3 .
- In practice, relation (16) gives a possibility to achieve a certain efficiency of stored energy conversion directly into the energy of conductive object processing.

Example of calculation. Using the obtained dependencies, we determine the parameters of magnetic-pulse complex with resonant charging of the capacitive energy storage devices connected by Arkadiev-Marx circuit. This complex can be used, e.g., for repair technologies of modern vehicles.

When performing the calculations, we are focused on characteristics of the operating magnetic-pulse complex based on MPI-2 installation and created at the Kharkov National Automobile and Highway Univer-

sity (Ukraine) for production operations relating to contactless repair of damage in the metal coatings of car bodies.

Note that the proposed example of magnetic-pulse complex of a similar purpose should be independent and operate on a constant-voltage source, for example, car batteries with output voltage up to ~ 100 V [16].

Magnetic-pulse complex with resonant charging of the capacitive energy storage devices connected by Arkadiev-Marx circuit. The schematic diagram of equivalent circuit is represented in Fig. 1, *a*.

1. The charging circuit (Fig. 1, *b*, on the left).

1.1. The storage battery with voltage $E_m = 96$ V is a power source.

Remarks. The combination of 4 batteries connected in series with voltage of ~ 24 V for any one of them is possible.

1.2. The electronic switch that provides the formation of rectangular voltage pulses (meanders) with repetition rate equal to the natural frequency of charging circuit – 1 (qualitative time dependence is presented in Fig. 1, *c*).

1.3. Capacitors: 10 units ($n = 10$), each capacitor has capacitance $C_0 = 10 \cdot 10^{-6}$ F and total capacitance at their parallel connection $C_1 = n \cdot C_0 = 100 \cdot 10^{-6}$ F.

1.4. Solenoid with inductance $L_1 = 15 \cdot 10^{-3}$ H.

1.5. Resistance of current-conducting elements $R_1 \approx 0.1$ Ω .

1.6. Natural resonant frequency of the circuit $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} = 816.497$ Hz, $f_1 \approx 130$ Hz.

1.7. Quality factor of the circuit – $Q_1 = (\omega_1 \cdot L_1) / R_1 = 1 / (\omega_1 \cdot C_1 \cdot R_1) \approx 122.5$.

1.8. The voltage of fundamental resonant harmonic at capacitors in steady state mode $U_{C0} = (2/\pi) \cdot Q_1 \cdot E_m \approx 7485$ V.

Remarks. The rise time under stationary conditions is determined by inequality $t_e > L_1 / R_1$. In this case, the rise time $t_e \approx 0.45$ s provides the deviation of voltage from the amplitude of not more than $\sim 5\%$ under steady-state conditions.

1.9. Stored energy $W_0 = (C_1 \cdot U_{C0}^2) / 2 \approx 2801$ J.

Summary. During ~ 0.45 s the battery of 10 capacitors connected in parallel with total capacitance of ~ 100 F can be charged up to voltage of ~ 7500 V (taking into account $\sim 5\%$ deviation from the steady-state amplitude). The stored energy should be ~ 2.8 kJ.

For comparison: the maximum charging voltage and the largest stored energy of MPI-2 (designed in Kharkov National Automobile & Highway University) are 2 kV and 2 kJ, respectively.

2. Discharge circuit (Fig. 1, *b*, on the right).

2.1. Capacitors: 10 units ($n = 10$), with capacitance $C_0 = 10 \cdot 10^{-6}$ F and total capacitance at their-series connection $C_1 = C_0 / n = 1.0 \cdot 10^{-6}$ F.

2.2. Let us specify the inductance of the tool as $L_3 = L_1 = 0.015$ H and $L_3 \gg L_2$, then the internal inductance of the installation can be neglected (the internal inductance of MPI-2 is $\sim 0.4 \cdot 10^{-6}$ H).

Remarks. The inductance of the tool is not always determined by its design according to a given production operation. This value can be varied by introducing so-called matching device. The device, in principle, is a step-down air-cooled transformer with the multi-turn primary winding connected to discharge circuit, and with the single-turn secondary winding, to the output of which the power single-turn solenoid is connected. This solenoid is in fact the tool of force impact on processed object. It should be noted that the matching device can significantly increase the current in operating zone and thereby significantly increase the amplitude of generated electrodynamic force [6].

2.3. Resistance with current-limiting resistor $R_2 = 100 \cdot R_1 = 10.0$ Ω (by practical experience of magnetic-pulse installations [1, 6]).

2.4 The natural resonant frequency of discharge circuit with load is equal to $\omega_2 = 1 / \sqrt{L_3 \cdot C_2} = 8164.97$ Hz, $f_2 = 1299.49 \approx 1300$ Hz (the operational frequency of the complex with MPI-2 is equal to ~ 1500 Hz).

2.5. The quality factor of the circuit $Q_2 = (\omega_2 \cdot L_3) / R_2 = 1 / (\omega_2 \cdot C_2 \cdot R_2) \approx 12.25$.

2.6. The time dependence of the magnetic energy generated in the inductor-tool is given in Fig. 4.

Summary. The magnetic energy oscillating in time with maximal ~ 2500 J is generated in the inductor-tool. The frequency is ~ 1300 Hz. These characteristics are mainly determined by the inductance of dis-

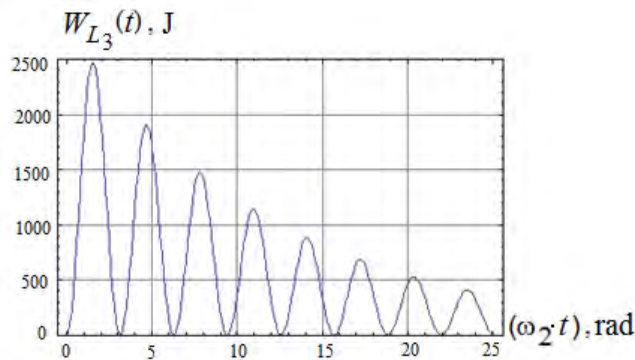


Fig. 4

at fundamental frequency of exciting signal, but by $\sim 34\%$ less than possible maximum.

3. It is revealed that during discharging the energy in inductor-tool is generated by harmonic function exponentially decaying in time and its amplitude depends only on resistance of the elements of charging circuit.

4. It is shown that the operation of proposed circuit during discharging of capacitive storage can be conditionally interpreted as the operation of transformer with primary winding L_1 (inductance of charging circuit) and secondary winding L_3 (inductance of inductor-tool); this permits to achieve a certain efficiency of stored energy conversion directly into energy of processing of given conductive object.

5. The calculations of the magnetic-pulse complex using Arkadiev-Marx circuit (similar to operating complex created at the Kharkiv National Automobile&Highway University) and the resonant charging of the capacitive storage devices designed to repair damaged car bodies illustrate the efficiency of proposed solution.

charge circuit. The inductance rise makes it possible to increase the maximum of generated energy, but with corresponding decrease in the frequency of flowing current.

Conclusion.

1. The effective use of Arkadiev-Marx circuit with the resonant charging of capacitive storages in magnetic-pulse installations, as power sources, in the technologies using electromagnetic field energy is proposed and grounded.

2. As found, during charging the maximum voltage amplitude at capacitor increases by number times equal to the quality factor of charging circuit

1. Psyk V., Rich D., Kinsley B.I., Tekkaya A.E., Kleiner M. Electromagnetic forming. A review. *Journal of Material Processing Technology*. 2011. No 211. Pp. 787-829.

2. Altenbach H., Konkin V., Lavinsky D., Morachkovsky O., Naumenko K. Deformation analysis of conductive metallic components under the action of electromagnetic fields. *Engineering Research*. 2018. Vol. 82. No 4, Pp. 371-377. DOI: <https://doi.org/10.1007/s10010-018-0285-x>.

3. Bay F., Jeanson A.-C., Zapata J.A. Electromagnetic forming processes: material behaviour and computational modelling. *Procedia Engineering*. 2014. Vol. 81. Pp. 793-800. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.proeng.2014.10.078>.

4. Du L., Li X., Xia L., Zhang X., Lai Z., Han X., Li L., Cao Q. Numerical and experimental verification of an iterative coupling method for analyzing the Lorentz-force-driven sheet metal stamping process. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*. 2021. Vol. 115. No. 7-8. Pp. 2161-2173. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00170-021-07268-z>.

5. Kudasov Y.B., Surdin O.M., Platonov V.V., Kozabaranov R.V., Maslov D.A., Makarov I.V., Svetlov A.S., Popov E.Y. Metal plate deformation under magnetic field pulse of complex shape. *Journal of Applied Physics*. 2019. vol. 126. No 8. Pp. 084901. DOI: <https://doi.org/10.1063/1.5108823>.

6. Batygin Yu.V., Shinderuk S.O., Chaplygin E.O., Fendrikov D.V. Double-circuit resonant electric power amplifier for magnetic-pulse processing of metals. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 3. Pp. 29-36. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.03.029>.

7. Shneerson G.A., Dolotenko M.I., Krivosheev S.I. Strong and superstrong pulsed magnetic fields generation. Berlin: Walter de Gruyter, 2014. 429 p.

8. Lykhovyd Yu.M. The resonant power amplifier. Patent 103215 Ukraine. 2015. (Ukr)

9. Batygin Yu.V., Shinderuk S.O., Chaplygin E.O. Mutual influence of currents in a flat inductor system with solenoid between two massive conductors. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2021. No 6. Pp. 25-30. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.12>

10. Mesyats G.A. Pulse energy and electronics. M: Nauka, 2004. 704 p. (Rus)

11. Gladkov V.S., Magda I.I., Melnikov P.N., Rudakov V.V. Megavolt frequency pulse generator with a half-maximum duration of 30 ns. *Pribery i tekhnika eksperimenta*. 2009, No 3. Pp. 53-58. (Rus)

12. Wu Sh., Cui Sh. Pulsed alternators technologies and application. Springer International Publishing AG, part of Springer Nature, 2021. 276 p.

13. Kondo M., Lim S., Koita T., Namihira T., Tokoro Ch. Application of electrical pulsed discharge to metal layer exfoliation from glass substrate of hard-disk platter. *Results in Engineering*. 2021. No 12. Pp. 100306.

14. Thomson J.J. Elements of the mathematical theory of electricity and magnetism. Publisher: Wentworth. 2016. 510 p.

15. Kantorovic L. Mathematics for natural scientists. fundamentals and basics. N-Y: Springer, 2016. 526 p.

16. Bazhynov O.V., Smyrnov O.P., Sierikov S.A., Dvadenko V.Y. Synergetic automobile. Theory and practice. Kharkiv, 2011. 236 p. (Ukr)

УДК 621.318

СХЕМА АРКАДЬЄВА-МАРКСА З РЕЗОНАНСНИМ ЗАРЯДОМ ЄМНІСНИХ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕНЕРГІЇ В МАГНІТНО-ІМПУЛЬСНИХ УСТАНОВКАХ

Ю.В. Батигін, С.О. Шиндерук, Е.О. Чаплигін, Д.В. Фендриков
Харківський національний автомобільно-дорожній університет,
вул. Ярослава Мудрого, 25. Харків, Україна, 61002.
e-mail: 097931417e@gmail.com

Запропоновано та обґрунтовано ефективне використання схеми Аркадьєва-Маркса з резонансним зарядом ємнісних накопичувачів у магнітно-імпульсних установках як джерелах потужності у технологіях з використанням енергії електромагнітних полів. Отримано, що при заряді максимальна амплітуда напруги на ємності збільшується в число разів, що дорівнює добротності зарядного контуру на основній частоті гармонічного розкладання збуджуючого сигналу, але на ~34% нижче можливого максимуму. Розрахунки характеристик магнітно-імпульсного комплексу, призначеного для ремонту пошкоджених автомобільних кузовів, показали високу ефективність використання схеми Аркадьєва-Маркса з резонансним зарядом ємнісних накопичувачів. Так, отримано, що за час ~0.45 с батарея з 10 паралельно з'єднаних конденсаторів загальною ємністю ~100 мкФ може бути заряджена до напруги ~7500В у разі запасеної енергії ~2.8 кДж. Результати роботи дають змогу надати рекомендації щодо практичного підвищення ефективності магнітно-імпульсної обробки металів. Бібл. 16, рис. 4.

Ключові слова: магнітно-імпульсна обробка металів, схема Аркадьєва-Маркса, послідовні контури, резонанс напруг.

Надійшла 02.11.23
Остаточний варіант 18.12.2023

ЕЛЕКТРОТЕПЛОВІ ПРОЦЕСИ ІНДУКЦІЙНОЇ ОБРОБКИ СЕГМЕНТОВАНОЇ ЖИЛИ СИЛОВОГО КАБЕЛЮ (ДОСЛІДЖЕННЯ З ЕЛЕМЕНТАМИ БАГАТОМАСШТАБНОГО МОДЕЛЮВАННЯ)

І.М. Кучерява, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна. E-mail: rB.irinan@gmail.com

У роботі проводиться вивчення електротеплових процесів при індукційній обробці сегментованої жили кабелю, яка рухається в змінному магнітному полі циліндричного індуктора. Дослідження виконується на двох масштабних рівнях: у масштабі всієї жили та індуктора (шляхом розв'язання двовимірної електромагнітної задачі) та в окремому сегменті жили як її базовому елементі (за результатами електромагнітного розрахунку послідовно розв'язується тривимірна теплова задача). Проаналізовано характер розподілу густини струму, джоулевих втрат та температури в поперечному перерізі та вздовж рухомої жили. Визначено особливості нагріву жили під час термообробки та умови досягнення її необхідної температури. Бібл. 19, рис. 6.

Ключові слова: сегментована жила, силовий кабель, індукційний нагрів, зв'язані електромагнітні і теплові процеси, елементи багатомасштабного моделювання, комп'ютерне моделювання,

Вступ. Індукційний нагрів як метод безконтактного нагріву струмопровідних матеріалів використовується в різних технологічних процесах [1, 2], зокрема для обробки металів і сплавів, а також виробництва кабельно-провідникової продукції. Пристрої індукційного нагріву інтегруються в діючі лінії вулканізації зшитого поліетилену у процесі виготовлення кабелів з поліетиленовою ізоляцією з метою підвищення якості і швидкості зшивання ізоляційних шарів, що особливо актуально для кабелів на високі і надвисокі напруги, які, як правило, мають великий переріз (до 3000 мм²) і сегментовану жилу (рис. 1).

В індукційних установках, що перетворюють електричну енергію джерела живлення в енергію електромагнітного поля і потім в теплову енергію, основними процесами є взаємопов'язані між собою електромагнітні та теплові процеси.

Основи аналізу електротеплових процесів при індукційному нагріві викладено, наприклад, у роботах [1, 3]. На даний час розроблено різні підходи до розрахунку індукційних установок. Так у роботі [4, глава 7] запропоновано використання багатомасштабного моделювання зв'язаних електромагнітних і теплових процесів в сталевому реакторі і матеріалі всередині цього реактора, що нагрівається індукційним способом. Процеси розглядаються на двох масштабних рівнях – в об'ємі всієї установки і в об'ємі окремого витка індуктора. Під час розв'язання електромагнітної задачі для окремого витка визначається еквівалентний опір індуктора, далі цей опір використовується для розрахунку струму в індукторі на рівні всієї установки.

У теперішній час багатомасштабне моделювання успішно розвивається [4–10]. Воно призначено для розв'язання певного класу задач, в яких процеси і явища, що відбуваються в малих об'ємах об'єктів, впливають на протікання процесів у більших областях, що характерно для систем із вкладеною ієрархічною структурою.

У ряді випадків багатомасштабний підхід поєднується з розв'язанням мультифізичних задач [8, 11–14]. Реалізація мультифізичного моделювання в рамках багатомасштабного підходу надає можливості розв'язувати та зв'язувати дво- і тривимірні задачі на різних просторових рівнях, отримувати більш високу точність і ефективність розрахунків, досягати більш повного розуміння явищ і процесів у різних фізичних об'єктах [11–14]. Підходи до моделювання і принципи організації зв'язків у спільних мультифізичних і багатомасштабних моделях описано в [11, 12, 14].

Під мультифізичним моделюванням в електротехніці мається на увазі моделювання сукупності зв'язаних процесів різної фізичної природи, що визначають ефективність роботи досліджуваного електротехнічного пристрою, а також розв'язання залежних між собою задач, які



Рис. 1

відповідають різним науковим галузям (електротехніка, теплофізика, прикладна механіка, гідродинаміка, аеродинаміка, біофізики, ін.) [11].

Спільне використання мультифізичного і багатомасштабного моделювання передбачає розв'язання зв'язаних задач з різною фізичною природою на різних масштабах.

Схема суміщення мультифізичного і багатомасштабного підходу для розрахунку електротехнічних пристроїв наводиться і реалізується для ряду задач в роботах [4, 11]. Основні етапи цієї схеми складаються з наступного:

- досліджуваній пристрій розглядається як ієрархічна структура, в якій виділяються характерні структурні рівні, що відрізняються за масштабом (розміром);
- на кожному обраному структурному рівні вибирається свій базовий (репрезентативний) елемент, як найбільш важливий для дослідження елементу пристрою, і для нього будується своя математична модель розрахунку електромагнітного поля і пов'язаних з ним мультифізичних процесів;
- визначається зв'язок між процесами на різних рівнях;
- за результатами чисельних розрахунків на кожному структурному рівні формується узагальнена інформація щодо характеристик, процесів і особливостей функціонування пристрою в цілому.

Приклади розв'язання задач електротехніки за такою схемою наведено в [4, 11, 15].

Метою даної роботи є чисельне дослідження на основі окремих елементів багатомасштабного моделювання мультифізичних електромагнітних і теплових процесів у сегментованій жилі силового кабелю. Така струмопровідна жила піддається високочастотному індукційному нагріву у процесі руху в змінному магнітному полі циліндричного індуктора, що передбачається технологічним процесом виготовлення кабелів.

Складові елементи багатомасштабного підходу, що обираються для дослідження, є такими: 1) розгляд двох структурних рівнів (двох масштабів) сегментованої жили – всієї жили разом з індуктором (макрорівень) і окремого сегмента жили (мікрорівень) як базового елемента структури, що характеризується кутовою періодичністю; 2) розв'язання різних задач – електромагнітної і теплової задач на різних рівнях – рівні всієї жили і виділеного її сегмента, відповідно; 3) здійснення зв'язку двох структурних рівнів шляхом передачі джоулевих втрат з електромагнітної до теплової задачі. Дослідження виконується за схемою на рис. 2. При цьому проводиться двовимірне комп'ютерне моделювання електромагнітних процесів і чисельне розв'язання тривимірної теплової задачі.

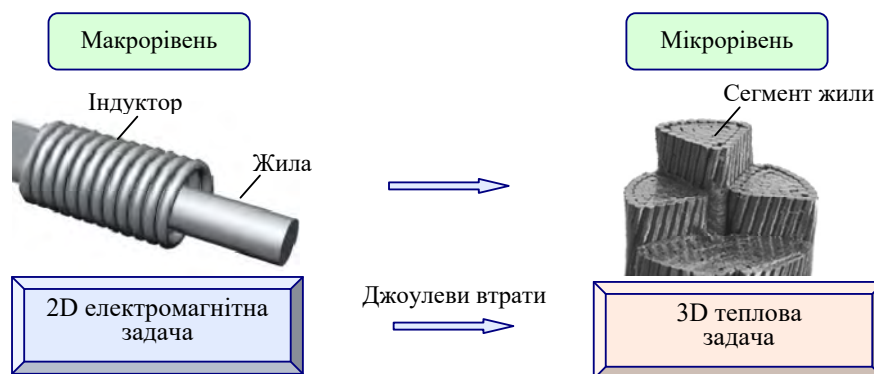


Рис. 2

Електротеплові процеси при індукційному нагріві сегментованої жили кабелю. Вивчення в даній роботі процесів термообробки сегментованої жили кабелю в технології його виготовлення продовжує дослідження [16, 17].

Силовий кабель з поліетиленовою ізоляцією та сегментованою жилою показано на рис. 1. Процеси досліджуються в п'ятисегментній жилі кабелю на напругу 330 кВ. Жила має поперечний переріз 1600 мм² і знаходиться в змінному магнітному полі циліндричного індуктора (рис. 3, а).

Електромагнітна задача. Розглядається випадок використання довгого індуктора, що дає змогу аналізувати електромагнітні процеси в двовимірній постановці в поперечному перерізі жили. Під час розрахунку магнітного поля рух самої жили не враховується. Матеріал жили (алюміній) є немагнітним. Контактний опір між дротами в кожному сегменті покладається рівним нулю.

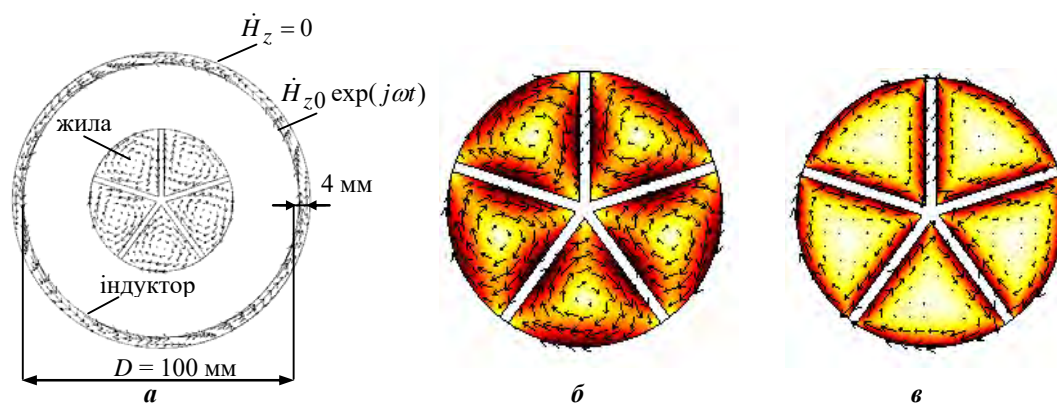


Рис. 3

Електропровідність матеріалу ізоляційних проміжків між сегментами (електротехнічний картон) припускається рівною нулю.

Польова задача формується для вектора напруженості магнітного поля (комплексної величини), що має єдину ненульову z -складову – $\dot{\mathbf{H}} = (0, 0, \dot{H}_z)$.

Із системи рівнянь Максвелла для вектора $\dot{\mathbf{H}}$

$$\nabla \times \dot{\mathbf{H}} = \sigma \dot{\mathbf{E}}, \quad \nabla \times \dot{\mathbf{E}} = -j\omega\mu_0 \dot{\mathbf{H}}, \quad \nabla \cdot \mu_0 \dot{\mathbf{H}} = 0$$

записується основне диференціальне рівняння

$$\nabla \times (\sigma^{-1} \nabla \times \dot{\mathbf{H}}) = -j\omega\mu_0 \dot{\mathbf{H}}. \quad (1)$$

Джерелом поля є задана напруженість на внутрішній поверхні індуктора $\dot{H}_{z0} \exp(j\omega t)$ (приймається $\dot{H}_{z0} = 10^5$ А/м як амплітудне значення), на зовнішній поверхні індуктора поле покладається рівним нулю – $\dot{H}_z = 0$ (рис. 3, *a*).

Після визначення поля $\dot{\mathbf{H}}$ в перерізі жили значення вектора густини струму $\dot{\mathbf{J}}$ і потужності джоулевих втрат q в кожній точці розрахункової області визначаються за наступними виразами: $\dot{\mathbf{J}} = \nabla \times \dot{\mathbf{H}}$, $q = |\dot{\mathbf{J}}|^2 / \sigma$.

Розв'язання рівняння (1) з наведеними граничними умовами виконується чисельно методом кінцевих елементів в програмі Comsol [18]. Зауважимо, що початковими даними для розрахунків в Comsol були саме амплітудні значення заданих величин, а основні використані вирази, наведені вище, записано без урахування цього у загальному вигляді для діючих значень.

Значення джоулевих втрат в перерізі кабелю використовуються для подальшого розв'язання теплової задачі.

Розрахункову область електромагнітної задачі з граничними умовами та розподіл густини струму у вигляді стрілок у поперечному перерізі жили кабелю і в індукторі за частоти струму 50 Гц (в перерізі жили $|\dot{\mathbf{J}}|_{\max} = 5,9$ А/мм²) показано на рис. 3, *a*. Розподіл густини струму $|\dot{\mathbf{J}}|$ (у кольоровому зображенні) та вектора $\dot{\mathbf{J}}$ (стрілками) в перерізі жили для частоти $f = 500$ Гц ($|\dot{\mathbf{J}}|_{\max} = 33,6$ А/мм²) і $f = 2400$ Гц ($|\dot{\mathbf{J}}|_{\max} = 63,5$ А/мм²) представлено на рис. 3, *б* і *в*, відповідно. Показано, що через наявність ізолюваних сегментів жили розподіл густини струму має п'ятивихрову структуру, причому максимальний струм локалізований не на зовнішній (як у випадку суцільної жили), а на внутрішніх поверхнях сегментів – у центральній зоні бічних граней сегментів, що являє собою прояв ефекту близькості між сегментами. Це відображено також на рис. 4 для окремого сегмента (базового елемента).

Показаному на рис. 3, 4 розподілу густини струму відповідає нерівномірний розподіл джоулевого тепла, що забезпечує нагрів жили. Розподіл джоулевих втрат q (у кольорі) в перерізі жили кабелю для частоти $f = 50$ Гц ($q_{\max} = 7,5 \cdot 10^5$ Вт/м³) представлено на рис. 5, *a*. Аналогічним розподілам втрат в жилі відповідають значення $q_{\max} = 1,06 \cdot 10^8$ Вт/м³ за частоти 2,4 кГц та $q_{\max} = 4,38 \cdot 10^8$ Вт/м³ за $f = 10$ кГц. На рис. 5, *б* показано розподіл втрат q в одному сегменті. Такий

розподіл задається лише в зоні індуктора (зоні 2 на рис. 5, б) для розв'язання теплової задачі в масштабі одного сегмента жили.

Теплова задача розв'язується в тривимірній постановці в нерухомій системі координат, пов'язаній з індуктором. У цьому випадку за постійній швидкості руху жили температурне поле є тривимірним і стаціонарним (незалежним від часу). Внаслідок існуючої кутової симетрії тривимірною розрахунковою областю теплової задачі складається з базового елемента – окремого сегмента (рис. 5, б).

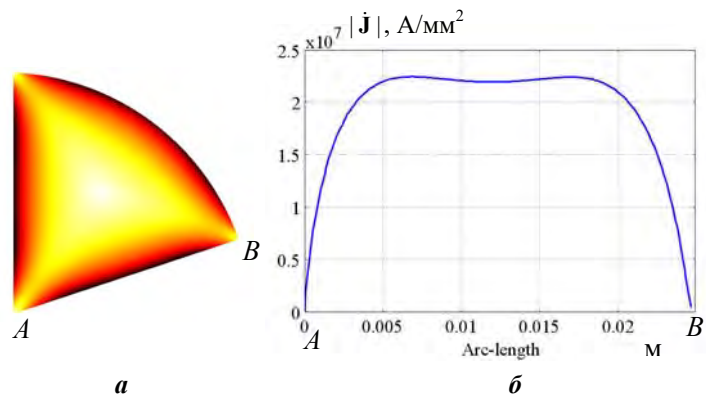


Рис. 4

Рівняння теплопровідності в сегменті жили, яке враховує теплоперенос за рахунок механізмів конвекції і дифузії, має вигляд

$$\rho C \mathbf{v} \cdot \nabla T = \nabla(\lambda \nabla T) + q, \quad (2)$$

де ρ , C , λ – відповідно густина, теплоємність і теплопровідність – задані постійні величини, тобто їхні залежності від змінення температури матеріалу під час індукційного нагріву не враховуються (за даними [19] такі залежності слабо змінюються в діапазоні температури, що розглядається в роботі); $\mathbf{v} = (0, 0, v_z)$ – швидкість руху жили вздовж координати z (рис. 5, б); q – залежна від просторової координати потужність джоулевих втрат у провідниках жили в зоні розташування індуктора і визначена з електромагнітної задачі.

Граничні умови теплової задачі наступні: на вході (вздовж руху жили) температура на торці сегмента дорівнює температурі навколишнього середовища $T_c = 20^\circ\text{C}$; на бічних поверхнях сегмента задається умова теплоізоляції, а на зовнішній поверхні – тепловіддача в навколишнє середовище, що описується рівнянням: $-\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = k_{\text{эф}}(T - T_c)$, ($k_{\text{эф}}$ – ефективний коефіцієнт тепловіддачі; \mathbf{n} – вектор зовнішньої нормалі до границі). На виході з індуктора на торці сегмента задається конвективний перенос тепла, тобто рівність нулю похідної температури по зовнішній нормалі.

Розв'язання рівняння (2) з описаними граничними умовами виконувалося у програмі Comsol. Особливістю реалізації комп'ютерної методики розрахунку зв'язаних електротеплових процесів при індукційному нагріві жили було використання в тривимірній тепловій задачі результатів розв'язання двовимірної електромагнітної задачі. Це було здійснено шляхом обміну даними між Comsol-моделями через програмне середовище Comsol-script і використання можливості формування структурних змінних та інтерполяції за допомогою оператора postinterp.

Розв'язання теплової задачі проводилося за довжини індуктора (зони 2 на рис. 5, б) 0,2 м і довжині розглянутої ділянки жили 0,5 м. Положення початку індуктора задавалось на відстані 0,1 м від системи відліку. Швидкість руху жили $v_z = 0,01$ м/с.

Результати комп'ютерних розрахунків показано на рис. 6, а саме розподіл температурного поля за довжиною сегмента ($T_{\text{max}} = 107,1^\circ\text{C}$ на виході з індуктора) за частоти струму в індукторі $f = 2400$ Гц (рис. 6, а). На вставці зверху показано характерний неоднорідний розподіл температури в

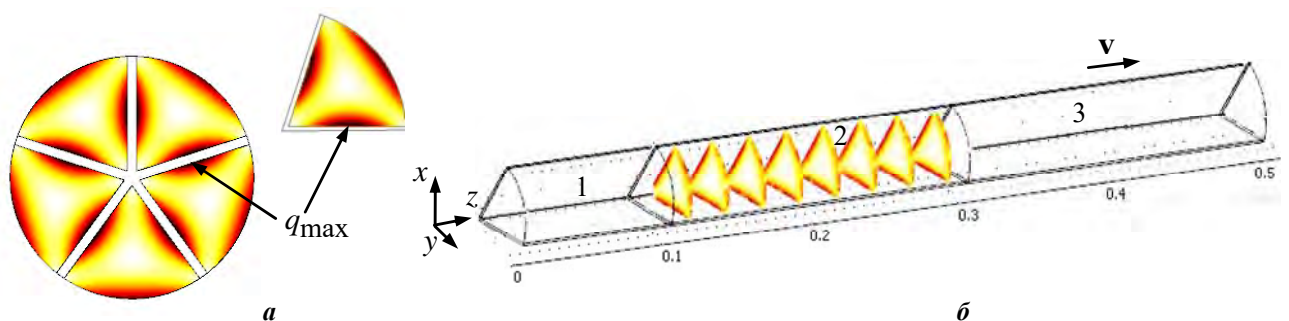


Рис. 5

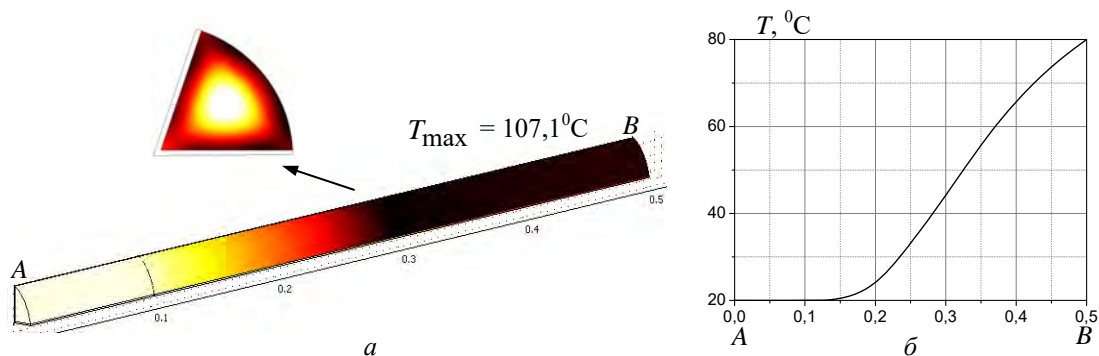


Рис. 6

поперечному перерізі сегмента. Змінення температури вздовж лінії AB , що проходить через верхню кутову точку сегмента, відображено на рис. 6, б.

Основні результати і висновки. У роботі проведено кількісне дослідження з використанням елементів багатомасштабного моделювання електротеплових процесів, що відбуваються при індукційному нагріві сегментованої жили силового кабелю. Дослідження складається з послідовного розв'язання мультифізичних задач різної просторової розмірності – двовимірної електромагнітної задачі в масштабі всієї індукційної установки і жили та тривимірної теплової задачі на рівні окремого сегмента жили.

Розробку та реалізацію запропонованої схеми дослідження спрямовано на визначення режимних параметрів індуктора для забезпечення технологічних умов термообробки сегментованих жил силових кабелів.

Результати чисельних розрахунків свідчать про досить нерівномірні розподіли густини струму і джоулевих втрат по перерізу жили. Виявлено, що максимальні значення цих величин локалізовані не на зовнішній поверхні кожного сегмента, як у випадку суцільної жили, а в центральній зоні бічних граней сегмента (рис. 3–5).

За вибраних геометричних параметрах індуктора та умовах індукційного нагріву:

- температура вздовж довжини сегмента зростає приблизно за лінійним законом (рис. 6);
- індуктор з високою частотою струму (більше 2,4 кГц) забезпечує майже однорідний нагрів жили на виході з індуктора до необхідної за технологією температури – не менше 100°C (рис. 6);
- досягнення заданого рівня нагріву за більш низькій частоті можливо за умови зменшення швидкості руху жили або подовження індуктора.

Автор висловлює вдячність чл.-кор НАН України А.А. Щербі за привертання уваги до застосування елементів багатомасштабного моделювання для задач індукційного нагріву сегментованих жил силових кабелів.

Роботу виконано за рахунок бюджетної теми "Розробити методи та засоби підвищення ефективності та надійності індукційних установок електротермічної обробки металевих розплавів і деталей складної форми", КПКВК 6541030.

ELECTRO-THERMAL PROCESSES AT INDUCTION HEATING OF MILLIKEN CONDUCTOR OF POWER CABLE (STUDY WITH ELEMENTS OF MULTISCALE MODELING)

I.M. Kucheriava

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteiskiy Ave., 56, Kyiv, Ukraine.

E-mail: rB.irinan@gmail.com.

The article presents the study of electromagnetic-thermal processes during the induction treatment of cable segmented (Milliken) conductor moving in the alternating magnetic field of cylindrical inductor. The study is carried out at two scale levels: at the scale of the entire conductor and inductor (by numerical solution of two-dimensional electromagnetic problem) and at the scale of separate segment of the conductor as its basic (representative) element (the three-dimensional thermal problem is successively solved with the use of electromagnetic results). The characteristic properties of the distributions of current density, Joule losses and temperature in the cross-section and along the moving conductor are analyzed. The special features of conductor heating during the treatment and the conditions for reaching the required temperature are determined. References 19, figures 6.

Key words: Milliken conductor, power cable, induction heating, coupled electromagnetic and thermal processes, elements of multiscale modeling, computer modeling.

1. Rudnev V., Loveless D., Cook R., Black M. Handbook of induction heating. Marcel Dekker, Inc., 2003. 800 p.
2. Lucia O., Maussion P., Enrique J.D., Burdío J.M. Induction heating technology and its applications: past developments, current technology, and future challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2014. Vol. 61. No 5. Pp. 2509–2520. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2013.2281162>.
3. Nemkov V.S., Demidovich V.B. Theory and calculation of induction heating devices. Leningrad: Energoatomizdat, 1988. 280 p. (Rus)
4. Podoltsev A.D., Kucheriavaia I.N. Multiscale modeling in electrical engineering. Kyiv: Institut Elektrodinamiki NAN Ukrainy, 2011. 255 p. (Rus)
5. Weinan E. Principles of multiscale modeling. New York: Cambridge University Press, 2011, 488 p.
6. Kochmann D.M. Multiscale modeling. Mechanics & Materials Lab, Institute of Mechanical Systems. ETH Zurich, 2023. 179 p. URL: https://ethz.ch/content/dam/ethz/special-interest/mavt/mechanical-systems/mm-dam/documents/Notes/CompMultMod_Notes.pdf (accessed at 22.12.2023).
7. Bi J., Hanke F., Ji H., McLendon R., Todd S., Dalrymple T., Salazar-T.R. et al. Multiscale modeling for the science and engineering of materials. *International Journal for Multiscale Computational Engineering*. 2021. Vol. 19. Is. 3. Pp. 1–80. DOI: <https://doi.org/10.1615/IntJMultCompEng.2021040247>.
8. Giessen E., Schultz P.A., Bertin N. et al. Roadmap on multiscale materials modeling. *Modelling and Simulation in Materials Science and Engineering*. 2020. Vol. 28. No 4. 043001. DOI: <https://doi.org/10.1088/1361-651X/ab7150>.
9. Chopard B., Falcone J.L., Kunzli P., Veen L., Hoekstra A. Multiscale modeling: recent progress and open questions. *Multiscale and Multidisciplinary Modeling, Experiments and Design*. 2018. Vol. 1. No 8. Pp. 57–68. DOI: <https://doi.org/10.1007/s41939-017-0006-4>.
10. Groen D., Knap J., Neumann P., Suleimenova D., Veen L., Leiter K. Mastering the scales: a survey on the benefits of multiscale computing software. *Philosophical Transactions of the Royal Society A – Mathematical, Physical and Engineering Sciences*. 2019. Vol. 377. Article No 20180147. DOI: <https://doi.org/10.1098/rsta.2018.0147>.
11. Podoltsev A.D., Kucheriavaia I.N. Multiphysics modeling in electrical engineering. Kyiv: Institut Elektrodinamiki NAN Ukrainy, 2015. 255 p. (Rus)
12. Cross M., Croft T.N., Slone A.K., Williams A.J., Christakis N., Patel M.K., Bailey C., Pericleous K. Computational modelling of multi-physics and multi-scale processes in parallel. *Internat. Journal for Computational Methods in Engineering Science and Mechanics*. 2007. No. 8. Pp. 1–12.
13. Groen D., Zasada S.J., Coveney P.V. Survey of multiscale and multiphysics applications and communities. *Computing in Science and Engineering*. 2014. Vol. 16. Is. 2. Pp. 34–43. DOI: <https://doi.org/10.1109/MCSE.2013.47>.
14. Larson J.W. Ten organising principles for coupling in multiphysics and multiscale models. *The ANZIAM Journal*. 2009. Vol. 48. DOI: <https://doi.org/10.21914/anziamj.v48i0.138>.
15. Podoltsev A.D., Kucheriavaia I.N. Application of multilevel modeling to study electrothermal processes in induction heating installation. *Tekhnichna elektrodynamika. Tematychnyi vypusk Problemy suchasnoi elektrotekhniki*. Part 3. 2006. Pp. 17–20. (Rus)
16. Shydlovskiy A.K., Shcherba A.A., Podoltsev A.D., Kucheriavaia I.N., Zolotarev V.M. Induction heating of segmented conductor of power cable at the stage of its manufacture. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2009. No 1. Pp. 53–60. (Rus)
17. Shydlovskiy A.K., Shcherba A.A., Podoltsev A.D., Kucheriavaia I.N., Zolotarev V.M. Analysis of electromagnetic processes and equivalent parameters of segmented conductors of power cables for voltage of 330 kV. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2008. No 6. Pp. 7–13. (Rus)
18. Comsol multiphysics modeling and simulation software. URL: <http://www.comsol.com> (accessed at 22.12.2023)
19. Stolovich N.N., Mynytskaia N.S. Temperature dependences of the thermophysical properties of some metals. Minsk: Nauka i tekhnika, 1975. 157 p. (Rus)

Надійшла 08.01.2024
Остаточний варіант 29.01.2024

СИНТЕЗ ДВОКОНТУРНИХ СИСТЕМ КЕРУВАННЯ НАПРУГОЮ РЕВЕРСИВНИХ ПІДВИЩУВАЛЬНИХ DC-DC ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

С.М. Пересада^{1*}, докт. техн. наук, Є.О. Ніконенко^{1**}, докт. філософії,
С.М. Ковбаса^{1***}, докт. техн. наук, О. Кузнецов², докт. техн. наук, А.Л. Лук'янчиков¹

¹ Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна,

e-mail: sergei.peresada@gmail.com, evgeniy.nykonenko@gmail.com.

² Університет прикладних наук Міттелхессена,

Вільгельм-Лойшнер-штрассе 13 D, 61169, Фрідберг, Німеччина.

Розглянуто задачу синтезу та дослідження двоконтурних систем керування вихідною напругою реверсивних підвищувальних DC-DC перетворювачів. Модель таких перетворювачів є суттєво нелінійною і немінимально-фазовою, що не дає змоги за допомогою стандартних методів лінійної теорії керування досягти високих динамічних показників якості. Обґрунтовано новий метод синтезу та аналізу систем керування DC-DC перетворювачами, який базується на частковій лінеаризації зворотним зв'язком і подальшому використанні лінійних ПІ-регуляторів напруги і струму, завдяки чому формується результуюча структура системи керування у вигляді послідовного з'єднання двох лінійних асимптотичних стійких підсистем у контурі нелінійного зворотного зв'язку з білінійними властивостями. Лінеаризована система в околі траєкторій руху, які відповідають рівнянню балансу потужностей, набуває форми, що дає можливість використовувати теорію каскадних систем з розділенням у часі процесів у контурах регулювання. Для результуючої лінеаризованої структури запропоновано використовувати налаштування регуляторів з оптимізацією за «симетричним» оптимумом, що забезпечує не тільки стійкість, але й формування показників якості процесів, використовуючи для цього доступні для інженерів з керування методи. Бібл. 14, рис. 9.

Ключові слова: реверсивний DC-DC перетворювач, регулятор напруги, показники якості, струм навантаження.

Вступ. Реверсивні підвищувальні DC-DC перетворювачі (англ. “two-quadrant/bidirectional DC-DC buck-boost converters”) широко застосовуються задля підвищення постійної напруги в електричних транспортних засобах, системах накопичення енергії, джерелах живлення тощо [1, 2]. Системи керування силовими DC-DC перетворювачами мають забезпечувати задані динамічні характеристики і стійкість по відношенню до «великих» струмів навантаження, які наближені до критичних значень, виходячи з балансу потужностей. Проблема керування ускладнюється тим, що математична модель DC-DC перетворювачів є суттєво нелінійною і немінимально-фазовою у зв'язку з наявністю «правих» коренів в характеристичному поліномі лінеаризованої моделі.

Починаючи з 1990-х років, DC-DC та AC-DC перетворювачі визначили клас об'єктів керування, відомих як «комутовані силові перетворювачі». Теорія керування цим класом об'єктів була розроблена у значній кількості фундаментальних досліджень, узагальнення якої надано в [1–5] (див. літературу в них). Без перебільшення можна стверджувати, що було застосовано більшість методів сучасної теорії нелінійного керування як на основі розгляду усереднених координат [6], так і їхніх миттєвих значень. У багатьох рішеннях, наприклад, модельного предиктивного керування (Model Predictive Control) [7], досягаються високі динамічні показники, але динамічну поведінку важко передбачити, у тому числі неможливо наперед встановити границі стійкості, тому їх важко узагальнити. Методи керування на основі принципу пасивності [5, 8], а також другого методу Ляпунова [9] не дають змогу сформулювати наперед задані динамічні показники динаміки. В [10] показано, що існує лінеаризуючий зворотним зв'язком алгоритм, якщо оперувати у просторі енергетичних змінних стану: повна енергія в системі та миттєва потужність. Результуюча динамічна система при цьому лінійна і стійка в

межах забезпечення умов балансу потужностей. Практично таку систему не можна реалізувати, оскільки необхідно точно знати параметри елементів накопичення енергії: ємності ланки постійного струму і вхідної індуктивності для розрахунку регульованої енергії.

З аналізу літературних джерел випливає, що найбільш прийнятною з практичної точки зору є структура системи керування з касадно-з'єднаними контурами регулювання вхідного струму (внутрішній) і вихідної напруги (зовнішній), які мають різні модифікації лінійних ПП-регуляторів. Такі системи, де-факто відомі як 'стандартні', є достатньо робастними і просто реалізують обмеження внутрішніх змінних, а також прості в реалізації [2, 11–13]. Однак вони мають обмежений діапазон стійкості системи регулювання відносно струму навантаження, який залежить від параметрів перетворювача, вимагають використання великої ємності конденсатора для забезпечення динамічних показників якості. Низка регуляторів побудована на основі спрощеної моделі. Для більшості алгоритмів не доведено стійкість замкнених систем на основі моделі повного порядку і не досліджено відпрацювання обох напрямів струму навантаження. Відсутні рекомендації щодо налаштування систем керування для різних рівнів заданої напруги ланки постійного струму і струму навантаження.

Аналіз досліджень, які представлено в літературних джерелах, свідчить про те, що загально-визнаного рішення проблеми керування реверсивними DC-DC перетворювачами, яке забезпечує задані динамічні показники якості і в той же час має доступну для інженерів з керування процедуру налаштування з гарантованими показниками якості, до сих пір не розроблено. **Метою даної роботи** є розробка нового методу синтезу і аналізу двоконтурних касадних систем керування DC-DC перетворювачами, який передбачає часткову лінеаризацію зворотним зв'язком нелінійностей моделі перетворювача та надає можливість не тільки забезпечити стійкість, але й формувати показники якості керування на основі конструювання динаміки контурів регулювання із встановленням відповідного розділення у часі. Результати дослідження можуть розглядатися як внесок у загальну теорію керування комутуваними силовими перетворювачами.

Математична модель перетворювача, постановка задачі керування. Схему реверсивного DC-DC перетворювача напруги показано на рис. 1. Прийнято, що всі електричні елементи є лінійними, мають незмінні у часі параметри, транзистори є ідеальними ключами, які перемикаються симетрично так, щоб напруга ланки постійного струму підтримувалася на заданому рівні.

На рис. 1 позначено: V_{dc} , i – вихідна напруга та вхідний струм; L , R – індуктивність та внутрішній опір вхідного кола; E – ЕРС джерела живлення; C – вихідна ємність перетворювача; i_L – струм навантаження; Q, \bar{Q} – сигнали керування напівпровідниковими ключами.

Математична модель DC-DC перетворювача має вигляд [5]

$$\begin{aligned} \dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C}((1-u_{sw})i - i_L), \\ \dot{i} &= \frac{1}{L}(-Ri - (1-u_{sw})V_{dc} + E). \end{aligned} \quad (1)$$

Функція перемикання ключів визначається як

$$u_{sw} = \{0, 1\}. \quad (2)$$

В моделі DC-DC перетворювача (1) регульованою координатою є вихідна напруга V_{dc} , керуючою дією є функція u_{sw} , струм i_L – збурення. Немінімально-фазові властивості викликані наявністю u_{sw} в обох рівняннях (1) [8]. Керуюча дія u_{sw} має розривний характер і формується як широтно-імпульсно-модульований сигнал. За умов коректно розрахованої частоти комутації переходять до усередненої моделі, в якій керуюча дія $u_{sw} = [0, 1]$ безперервна обмежена [6].

Для синтезу алгоритму керування застосуємо нелінійне перетворення

$$u = (1 - u_{sw})V_{dc}, \quad (3)$$

тоді модель (1) переписеться у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{V}_{dc} &= \frac{1}{C} \left(\frac{1}{V_{dc}} u i - i_L \right), \\ \dot{i} &= \frac{1}{L} (-Ri + E - u). \end{aligned} \quad (4)$$

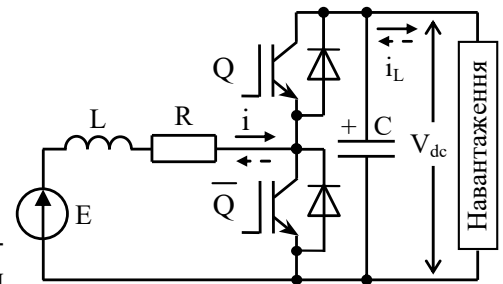


Рис. 1

Нехай для (4) виконуються наступні припущення.

A.1. Задана напруга додатна і стала $V_{dc}^* > 0$, $V_{dc}^* = \text{const}$, $E > 0$, $E = \text{const}$.

A.2. Всі параметри перетворювача відомі й постійні, $i_L = \text{const}$.

A.3. Струм i та напруга V_{dc} доступні для вимірювання.

За умови виконання припущень A.1 – A.3 необхідно синтезувати алгоритм керування, який гарантує асимптотичне регулювання напруги, тобто

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{V}_{dc} = 0, \quad (5)$$

де $\tilde{V}_{dc} = V_{dc} - V_{dc}^*$ – похибка відпрацювання напруги.

Нелінійний алгоритм з ПІ-регуляторами струму і напруги. В типовій структурі двоконтурної системи керування DC-DC перетворювачами фізичні керуючі дії, на основі яких формуються ШІМ сигнали (2), задаються вихідним сигналом лінійного ПІ-регулятора струму. Такий підхід базується на припущенні, що $V_{dc} \approx \text{const}$. Розглянемо модифікований алгоритм керування, для якого таке припущення не є необхідним. Відповідно до (3), (4) нелінійне перетворення (3) здійснює перший крок часткової лінеаризації зворотним зв'язком вихідної моделі (1).

Покроковий синтез вдосконаленої системи керування DC-DC перетворювачами. Регулятор струму конструюється у наступному вигляді:

$$\begin{aligned} u &= E - Ri^* + L(k_{i1}\tilde{i} + k_{i2}x_i), \\ \dot{x}_i &= \tilde{i}, \end{aligned} \quad (6)$$

де $\tilde{i} = i - i^*$ – похибка відпрацювання струму; i^* – задана траєкторія змін струму, яка формується регулятором напруги; $k_{i1} > 0$, $k_{i2} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора струму. За умови $k_{i2} = 0$, $x_i = 0$ пропорційно-інтегральний регулятор з упереджувальною компенсацією спрощується до пропорційного. Налаштування ПІ-регулятора відповідно до $Ri^* = 0$, $Lk_{i1} = R / \tau_i$, $Lk_{i2} = L / \tau_i$, де τ_i – стала часу контура регулювання струму, забезпечує компенсацію сталої часу L/R у другому рівнянні (4).

Після підстановки (6) у друге рівняння (4), отримаємо рівняння динаміки похибки відпрацювання струму у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i\tilde{i} - k_{i2}x_i - i^*, \end{aligned} \quad (7)$$

де $k_i = k_{i1} + R/L$.

Система (7) є лінійною і асимптотично стійкою $\forall (k_{i1}, k_{i2}) > 0$, тобто для $i^* = \text{const}$ ($\dot{i}^* = 0$) $\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{i} = 0$ зі швидкістю, яка визначається налаштуваннями регулятора струму (k_{i1}, k_{i2}). Для контура регулювання струму з компенсацією сталої часу L/R в (7) необхідно прийняти $x_i = 0$, $\tau_i^{-1} = k_i$.

Для подальшого конструювання регулятора напруги визначимо

$$v = L(k_{v1}\tilde{i} + k_{v2}x_v) \quad (8)$$

та здійснимо нелінійне перетворення координат

$$z = V_{dc}^2, z^* = V_{dc}^{*2} = \text{const} (\dot{z}^* = 0), \tilde{z} = z - z^*, \quad (9)$$

де \tilde{z} – похибка відпрацювання квадрату напруги.

З урахуванням (8) рівняння динаміки напруги (9) запишеться у вигляді

$$\dot{z} = \frac{2}{C} \left[(E - Ri^* + v)(i^* + \tilde{i}) - V_{dc} i_L \right]. \quad (10)$$

У дужках (10) записано рівняння балансу потужностей в статиці. Остання складова $V_{dc} i_L$ є потужністю, яка віддається у навантаження за умови $i_L > 0$. Якщо $i_L < 0$, то джерело споживає потужність, яку генерує активне навантаження. В системах, де перетворювач використовується для живлення векторно-керованих електроприводів, i_L треба розглядати як такий, що генерується джерелом струму.

Із визначення $\tilde{V}_{dc} = V_{dc} - V_{dc}^*$ в (5) випливає, що

$$\tilde{V}_{dc} = \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*}, \quad V_{dc} i_L = (\tilde{V}_{dc} + V_{dc}^*) i_L, \quad (11)$$

тому вираз (11) набуває вигляду

$$V_{dc} i_L = \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L + V_{dc}^* i_L, \quad V_{dc}^* i_L = \text{const}. \quad (12)$$

З урахуванням визначень (11) та (12) рівняння (10) буде

$$\dot{z} = -\frac{2}{C} \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L + \frac{2}{C} \left[(E - Ri^* + u)(i^* + \tilde{i}) - V_{dc}^* i_L \right]. \quad (13)$$

Керуючою дією в (13) є задане значення струму i^* (вихід регулятора напруги). Задля визначення алгоритму керування напругою рівняння (13) зручно переписати у вигляді

$$\dot{z} = -\frac{2}{C} \frac{\tilde{z}}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L + \frac{2}{C} \left[(E - Ri^*) i^* + u i^* + (E - Ri^* + u) \tilde{i} - V_{dc}^* i_L \right]. \quad (14)$$

Оскільки $(E - Ri^*) \approx E > 0$, то з (14) сформуємо лінійний ПІ алгоритм регулювання напруги

$$\begin{aligned} i^* &= \frac{C}{2E} (-k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v), \\ \dot{x}_v &= \tilde{z}, \end{aligned} \quad (15)$$

де $k_v > 0$, $k_{vi} > 0$ – коефіцієнти пропорційної та інтегральної складових регулятора напруги.

Враховуючи (15), рівняння динаміки похибок регулювання будуть

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{z} &= -\left(\frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L + \frac{E - Ri^*}{E} k_v \right) \tilde{z} - \frac{E - Ri^*}{E} k_{vi} x_v + \frac{2}{C} \left[u i^* + (E - Ri^* + u) \tilde{i} - V_{dc}^* i_L \right], \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i - i^*, \left(\frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L + \frac{E - Ri^*}{E} k_v \right) > 0, \frac{E - Ri^*}{E} > 0, \end{aligned} \quad (17)$$

де u задано у (8), а i^* – у (15).

Система (16) описує динамічну поведінку контуру регулювання напруги, в той час як (17) – контура регулювання струму. Метою перетворень згідно (6) – (15) було представлення нелінійної системи у вигляді двох лінійних асимптотично стійких систем другого порядку (в ізольованому стані), які включені у контурі нелінійного зворотного зв'язку. Система 4-го порядку (16), (17) є суттєво нелінійною, аналіз стійкості якої складний у загальному випадку, а специфікація динамічних показників для налаштувань регуляторів не є можливою. Враховуючи, що (16), (17) має каскадну структуру з внутрішнім контуром регулювання струму (17) та зовнішнім контуром регулювання напруги (16), то це дає змогу використати підхід, який базується на розділенні у часі динамічних процесів в контурах регулювання. Відповідно до теорії каскадних систем [14], внутрішній контур регулювання струму має бути в декілька разів більш швидкодіючим у порівнянні з контуром регулювання напруги. Відзначимо, що натуральні властивості стійкості DC-DC перетворювача (1) визначаються лише втратами на опорі R , який є паразитним і тому стійкість системи має формуватися виключно алгоритмом керування.

Аналіз незбуреної динаміки. Для подальшого аналізу стійкості прийемо, що «паразитний» опір індуктивності нехтувано малий, тобто $R = 0$, а струм навантаження (збурення) дорівнює нулю $i_L = 0$, що дає можливість визначити базові властивості стійкості незбуреної динаміки (16), (17). За цих умов рівняння (16), (17) запишуться як

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{z} &= -k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v + \frac{2}{C} E \tilde{i} + \frac{L}{E} (k_{ii} \tilde{i} + k_{ii} x_i) (-k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v) + \frac{2L}{C} (k_{ii} \tilde{i} + k_{ii} x_i) \tilde{i}, \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i + \frac{C}{2} \frac{1}{E} (k_v \tilde{z} + k_{vi} x_v). \end{aligned} \quad (19)$$

Дослідження стійкості положення рівноваги $(x_v, \tilde{z}, x_i, \tilde{i}) = \mathbf{0}$ нелінійної системи (18), (19) виконаємо на основі її лінеаризації за рахунок нехтування квадратичними складовими. Відмітимо, що нелінійності в (18), (19) (дві останні складові в (18)) мають білінійний характер. Лінеаризована система має вигляд

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{z} &= -k_v \tilde{z} - k_{vi} x_v + \frac{2}{C} E \tilde{i}, \\ \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{i} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i + \frac{C}{2} \frac{1}{E} (k_v \dot{\tilde{z}} + k_{vi} \tilde{z}). \end{aligned} \quad (20)$$

Важливою особливістю запропонованого методу аналізу є те, що властивості лінеаризованої системи (20) визначаються лише параметрами регуляторів, що дає змогу відокремити не тільки вплив нелінійностей, але й параметрів перетворювача.

Структурну схему лінеаризованої системи (20) показано на рис. 2. Передаточні функції розімкненої системи на рис. 2 за умови використання ПІ-регулятора струму задаються рівняннями

$$\begin{aligned} W_r(p) &= \frac{(2\xi_v \tau_v p + 1)}{\tau_v^2 p^2} \cdot \frac{(2\xi_i \tau_i p + 1)}{\tau_i^2 p^2 + 2\xi_i \tau_i p + 1}, \\ W_{r1}(p) &= \frac{(2\xi_v \tau_v p + 1)}{\tau_v^2 p^2} \cdot \frac{1}{(\tau_i p + 1)}, \end{aligned} \quad (21)$$

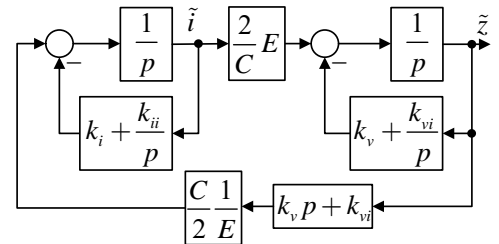


Рис. 2

які відповідають стандартному вигляду для контурів регулювання з налаштуванням на «симетричний» оптимум [14]. $W_{r1}(p)$ враховує компенсацію сталої часу L/R . В (20) та (21) визначено власні частоти недемпфованих коливань ізольованих підсистем у формі виразів $\omega_{0v}^2 = k_{vi} = \tau_v^{-2}$, $k_v = 2\xi_v \omega_{0v}$; $\omega_{0i}^2 = k_{ii} = \tau_i^{-2}$, $k_i = 2\xi_i \omega_{0i}$ та $\omega_{0i} = k_i$ (компенсація сталої часу L/R), де індекси «v» та «i» відносяться до контурів регулювання напруги і струму відповідно; ξ_v, ξ_i – коефіцієнти демпфування у кожному з контурів регулювання. Відповідно до стандартних налаштувань систем другого порядку коефіцієнти демпфування обираються $\zeta = 1$ або $\zeta = \sqrt{2}/2$. Для розділення процесів у часі в контурах регулювання напруги і струму встановлюється співвідношення $\omega_{0i} \geq \rho \omega_{0v}$, $\rho \geq 4$ [14].

Всі дослідження проведено для моделі перетворювача (4) з параметрами [13]: $L = 0.011$ Гн, $R = 0.5$ Ом, $C = 500$ мкФ, $E = 50$ В. Задане значення напруги дорівнює $V_{dc}^* = 100$ В.

На рис. 3 наведено ЛАЧХ і ЛФЧХ для системи з передаточною функцією $W_{r1}(p)$ (21) для $\omega_{0v} = 200$ рад/с ($k_v = 400$, $k_{vi} = k_v^2/4$), $\rho = 4.5$ ($k_i = 900$, графіки 1) і $\rho = 9$ ($k_i = 1800$, графіки 2).

З (21) і рис. 3 випливає, що ЛАЧХ лінеаризованої системи має стандартний вигляд -40 Дб/дек, -20 Дб/дек, -40 Дб/дек, що забезпечує глобальну стійкість лінеаризованої системи (20), а отже локальну стійкість нелінійної системи (16), (17). Динамічні показники за розглянутих умов будуть відповідати оптимізації за «симетричним» оптимумом, що підтверджується графіками перехідних процесів відпрацювання початкових умов $V_{dc}(0) = 99$ В у системі (16), (17) з $i_L = 0$, $\rho = 9$, представлених на рис. 4 для нала-

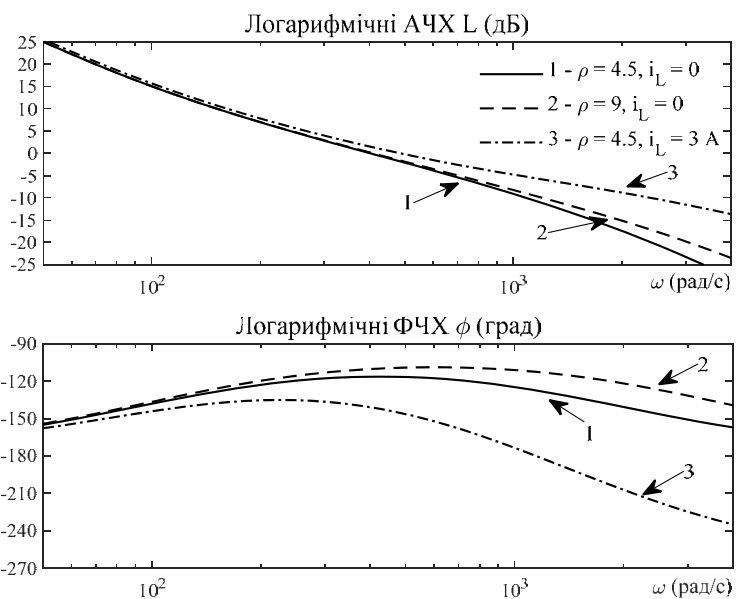


Рис. 3

штування регулятора струму з компенсацією сталої часу L/R.

Аналіз збуреної динаміки. Розглянемо (16), (17) за умови $i_L \neq 0$, $R = 0$:

$$\begin{aligned} \dot{x}_v &= \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= -\left(k_v + \frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L\right) \tilde{z} - k_{vi} x_v - \frac{2}{C} V_{dc}^* i_L + \frac{2}{C} E \tilde{i} + \frac{2}{C} v(i^* + \tilde{i}), \\ \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i + \frac{C}{2} \frac{1}{E} (k_v \dot{\tilde{z}} + k_{vi} \tilde{z}). \end{aligned} \quad (22)$$

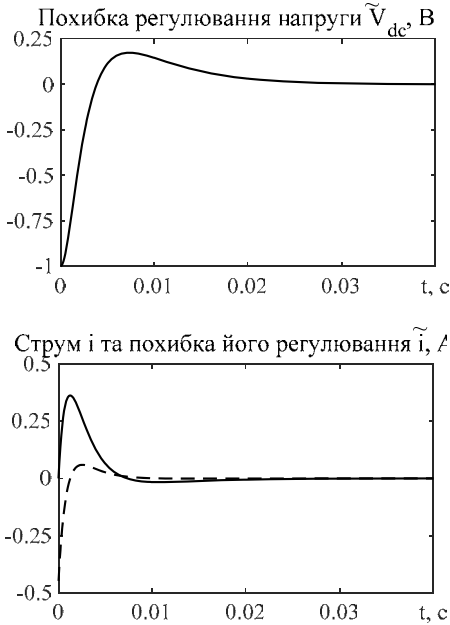


Рис. 4

Оскільки збурення $V_{dc}^* i_L = \text{const}$, то інтегральна складова регулятора напруги $k_{vi} x_v$ може розглядатися як його оцінка. Визначимо

$$\eta = k_{vi} x_v + \frac{2}{C} V_{dc}^* i_L, \quad (23)$$

тоді перші два рівняння (22) перепишуться у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= k_{vi} \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= -\left(k_v + \frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L\right) \tilde{z} - \eta + \frac{2}{C} E \tilde{i} + \frac{2}{C} v \tilde{i} + \frac{1}{E} v \left(-k_v \tilde{z} - \eta + \frac{2}{C} V_{dc}^* i_L\right). \end{aligned} \quad (24)$$

Лінеаризація (24) в околі положення рівноваги $(\eta, \tilde{z}, x_i, \tilde{i}) = \mathbf{0}$ дає

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= k_{vi} \tilde{z}, \\ \dot{\tilde{z}} &= -\left(k_v + \frac{2}{C} \frac{1}{V_{dc} + V_{dc}^*} i_L\right) \tilde{z} - \eta + \frac{2}{C} \left(E + \frac{L}{E} V_{dc}^* i_L k_i\right) \tilde{i} + \frac{2}{C} \frac{L}{E} V_{dc}^* i_L k_{ii} x_i, \\ \dot{x}_i &= \tilde{i}, \\ \dot{\tilde{i}} &= -k_i \tilde{i} - k_{ii} x_i + \frac{C}{2} \frac{1}{E} (k_v \dot{\tilde{z}} + k_{vi} \tilde{z}). \end{aligned} \quad (25)$$

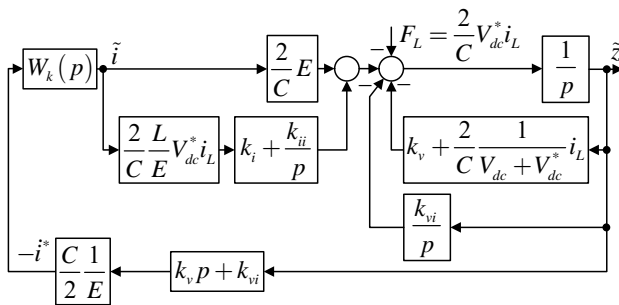


Рис. 5

Структурну схему системи (25) наведено на рис. 5. За умови відсутності навантаження вона співпадає з показаною на рис. 3. На рис. 5 $W_k(p)$ – передаточна функція замкненого контура регулювання струму, $W_k(p) = \tau_i^2 p / (\tau_i^2 p^2 + 2\xi_i \tau_i p + 1)$ або $W_k(p) = \tau_i / (\tau_i p + 1)$ (компенсація сталої часу L/R).

З рівнянь (25) та рис. 5 випливає, що наявність струму навантаження змінює структуру системи (рис. 3). Важливість представлення у вигляді (25) полягає в тому, що лінеаризована система дає

можливість встановити вплив i_L у вигляді не тільки зовнішнього збурення $F_L(p) = 2C^{-1} V_{dc}^* i_L(p)$ (рис. 5), але й його вплив на параметри замкненої системи. Відповідно запропоноване представлення дає змогу аналізувати вплив i_L на стійкість і показники якості керування.

Передаточні функції розімкненої системи (25) за умови $V_{dc} + V_{dc}^* \approx \text{const}$ і за умови налаштування замкненого контура регулювання струму на «симетричний» оптимум мають вигляд

$$W_r(p) = \frac{(2\xi_v \tau_v p + 1)(2\xi_i \tau_i p + 1) \left[1 - \frac{L}{E^2} V_{dc}^* i_L p \right] + \left[\frac{1}{C V_{dc}^*} \tau_v^2 i_L p (\tau_i^2 p^2 + 2\xi_i \tau_i p + 1) \right]}{\tau_v^2 p^2 (\tau_i^2 p^2 + 2\xi_i \tau_i p + 1)}, \quad (26)$$

$$W_{r1}(p) = \frac{(2\xi_v \tau_v p + 1) \left[1 - \frac{L}{E^2} V_{dc}^* i_L p \right] + \left[\frac{1}{CV_{dc}^*} \tau_v^2 i_L p (\tau_i p + 1) \right]}{\tau_v^2 p^2 (\tau_i p + 1)}. \quad (27)$$

ЛАЧХ і ЛФЧХ розімкненої системи (27) показано на рис. 3 для $\rho = 9$, $i_L = 3$ А. За умови $i_L = 0$ передаточні функції (26), (27) дорівнюють відповідним функціям незбуреної системи (21).

Як впливає з (27) та рис. 3, властивість не мінімальної фазовості системи (25) призводить до зміни вихідної структури (21), що зменшує запас стійкості, а тому погіршує показники якості керування і може порушити стійкість системи.

Налаштування контурів регулювання. Для кількісного аналізу впливу i_L розглянемо передаточну функцію замкненої системи з $W_{r1}(p)$ (27) відносно збурення $F_L(p)$

$$W_F(p) = - \frac{\tau_v^2 p (\tau_i p + 1)}{\tau_v^2 \tau_i p^3 + \tau_v^2 k_2(i_L) p^2 + \tau_v^2 k_1(i_L) p + 1}, \quad (28)$$

де $k_1(i_L) = k_v + \frac{1}{CV_{dc}^*} i_L - k_{vi} \frac{L}{E^2} (V_{dc}^* i_L)$, $k_2(i_L) = 1 + \tau_i \frac{1}{CV_{dc}^*} i_L - k_v \frac{L}{E^2} (V_{dc}^* i_L)$.

Налаштування з $\omega_{oi} \geq \rho \omega_{ov}$, де $\omega_{oi} = \tau_i^{-1}$, $\rho \geq 4$, $i_L = 0$ відповідають типовій оптимізації за «симетричним» оптимумом, що гарантує системі відповідну якість перехідних процесів. В той же час за умови $i_L \neq 0$ вигляд оптимізованої передаточної функції змінюється, що призводить не тільки до деградації показників якості керування, але й потенційно до втрати стійкості. При цьому, на відміну від (20), (21), властивості системи (28) визначаються додатково усіма параметрами системи (V_{dc}^* , E , C , L), повну компенсацію впливу яких неможливо забезпечити за рахунок налаштування регуляторів (k_v, k_{vi}, k_i). В той же час для фізично обмежених навантажень i_L і заданого рівня розділення процесів у контурах регулювання $\rho \geq 4$ умови $k_1(i_L) > 0$, $k_2(i_L) > 0$ визначають граничні значення налаштувань регуляторів.

Ключовим коефіцієнтом характеристичного рівняння передаточної функції (28) є $k_2(i_L) \geq k_{20} > 0$, який для фіксованого значення $(L/E^2)V_{dc}^* i_L$ визначає граничне значення k_v для забезпечення як стійкості системи, так і якості перехідних процесів. За умови $\rho \geq 4$ в структурі (28) k_{20} має бути більшим за 0.35 – 0.4.

Наведений аналіз стійкості лінеаризованої системи дає змогу сформулювати наступну процедуру налаштування:

1. Визначення параметрів DC-DC перетворювача L, C, E і заданої вихідної напруги V_{dc}^* .
2. Визначення максимально досяжної або бажаної швидкодії контуру регулювання струму за рахунок встановлення $\omega_{oi} = k_i = \tau_i^{-1}$.
3. Розрахунок параметрів регулятора напруги $\omega_{ov}^2 = k_{vi} = \tau_v^{-2}$, $k_v = 2\xi_v \omega_{ov}$ для встановленого рівня розділення у часі процесів у контурах регулювання $\rho \geq 4$.
4. Перевірка умови $k_2(i_L) \geq k_{20} > 0$. Якщо вона не виконується, то необхідно збільшити $\rho > 4$. Умова $k_1(i_L) > 0$, як правило, виконується для коректно розрахованих параметрів L, C .

Порівняння налаштувань за «симетричним» оптимумом. На рис. 6 наведено графіки перехідних процесів накидання-скидання різних значень струму навантаження для визначення діапазону його змін. Тестування проведено для $\omega_{oi} = \tau_i^{-1} = 1800$ рад/с і двох налаштувань розділення: на рис. 6, *a* – $\rho = 4$ (відповідає стандартному налаштуванню на «симетричний» оптимум із співвідношенням визначальних частот ЛАЧХ, яке дорівнює 2); на рис. 6, *б* – $\rho = 8$ (співвідношення – 4). Значення налаштувань регуляторів наведено у таблиці, початкові умови дорівнюють $V_{dc}(0) = 98$ В.

Рівень розділення	Налаштування			Значення $k_2(i_L)$		
	Регулятор струму	Регулятор напруги		$i_L = 1 \text{ A}$	$i_L = 1.5 \text{ A}$	$i_L = 3 \text{ A}$
	k_i	k_v	k_{vi}			
а) $\rho = 4$	1800	900	$k_{vi} = k_v^2 / 3$	0.62	0.42	-
б) $\rho = 8$	1800	450	$k_{vi} = k_v^2 / 2.5$	0.82	0.72	0.44

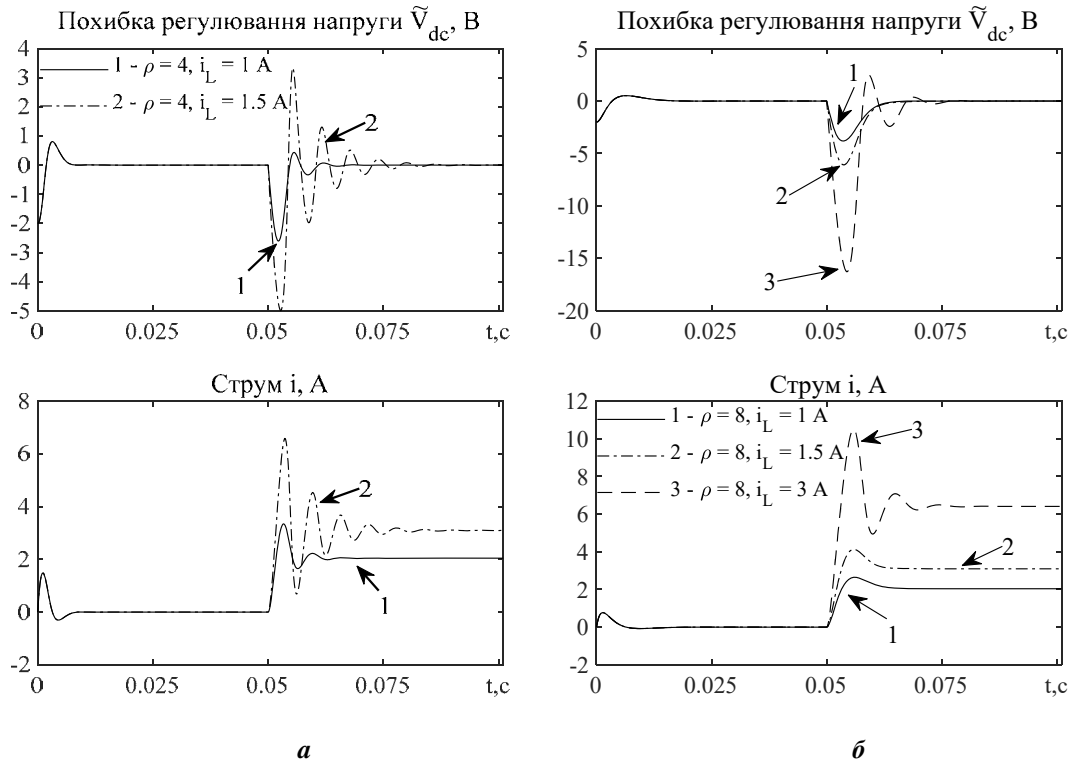


Рис. 6

З рис. 6, а можна побачити, що налаштування зі стандартним розділенням $\rho = 4$ гарантує перехідні процеси, які відповідають нормованим для навантажень до $i_L = 1 \text{ A}$, в той же час такого розділення недостатньо для забезпечення задовільної динаміки регулювання напруги для відпрацювання більших струмів. Для $i_L > 1.5 \text{ A}$ система втрачає стійкість. Відповідно до теоретичного аналізу і запропонованої процедури налаштування розглянуто більше розділення у часі між контурами регулювання. Графіки перехідних процесів на рис. 6, б для $\rho = 8$ підтверджують збільшення діапазону відпрацювання струмів навантаження в декілька разів зі збереженням високих показників якості регулювання. Відмітимо, що рівень розділення ρ не впливає на відпрацювання початкових умов з $i_L = 0$. Результати досліджень підтверджують ефективність використання розробленого теоретичного аналізу системи.

Теоретичне узагальнення методу конструювання і аналізу двоконтурних систем керування класом DC-DC перетворювачів полягає у наступному. На основі загальної концепції стійкості за Ляпуновим, відповідно до якої нелінійна система є локально асимптотично стійкою тоді, коли положення рівноваги лінеаризованої системи є асимптотично стійким, розроблено метод аналізу стійкості систем керування DC-DC перетворювачами, який передбачає представлення вихідної нелінійної системи у вигляді двох лінійних стійких систем, включених в контурі нелінійного зворотного зв'язку (16), (17). Задля досягнення такої структури в алгоритмі керування передбачено часткову лінеаризацію зворотним зв'язком відповідно до виразів (3), (9). Спеціальний тип лінеаризації нелінійної системи (16), (17) здійснено відносно фізично обумовленого маніфолду, який представляє собою рівняння балансу потужностей (див. перше рівняння в (15) з підстановкою (23)). За рахунок цього в результатуючій лінеаризованій системі встановлюється вплив струму навантаження i_L як у вигляді зовнішнього збу-

рення $F_L(p) = 2C^{-1}V_{dc}^*i_L(p)$ (див. рис. 5), так і параметричного збурення, що є результатом того, що вихідна модель перетворювача (4) є немінимально-фазовою. Результуюча структура лінеаризованої системи (25) вперше дає змогу використовувати доступні методи аналізу стійкості лінійних систем зі змінними параметрами, а також їхню оптимізацію для розрахунку параметрів регуляторів. Важливо також зазначити, що оскільки нелінійності системи (24) мають білінійний характер, то динамічна поведінка нелінійної системи і лінеаризованої мають достатню схожість.

Результати експериментального дослідження. Дослідження динамічних властивостей нелінійного алгоритму (3), (6), (15) виконано шляхом математичного моделювання та експериментально. Функціональну схему експериментальної установки показано на рис. 7. Установка включає: DC-DC перетворювач, джерело живлення, а також блок навантаження на основі струмово-керованого однофазного інвертора. Частота ШІМ становить 10 кГц, мертвий час – $T_{dt} = 2$ мкс, такт квантування – $T_s = 200$ мкс.

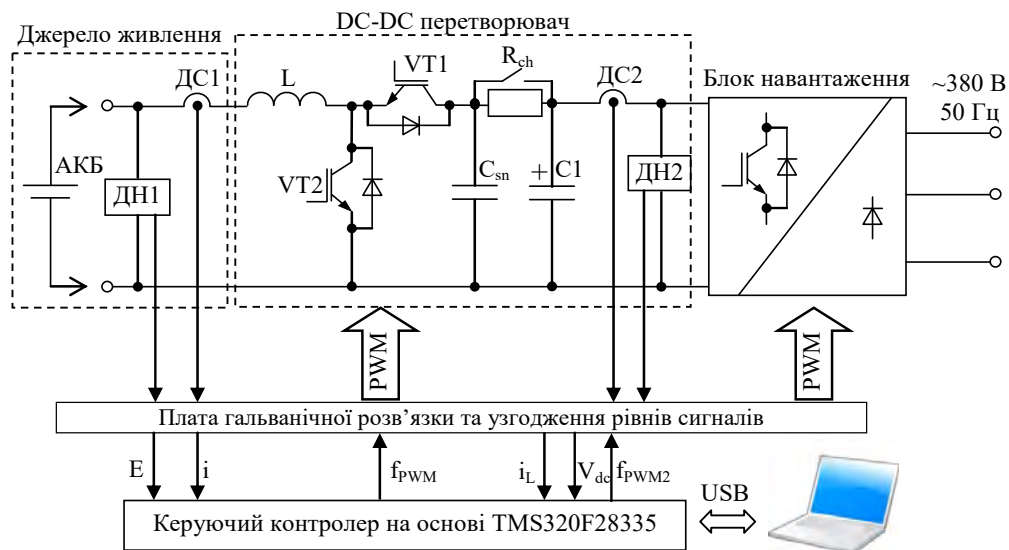


Рис. 7

Перетворювач живиться від акумуляторних батарей з напругою $E = 54$ В. Коефіцієнти налаштування регуляторів було обрано так, щоб перехідний процес напруги був аперіодичним для $i_L = \pm 1$ А: $k_{i1} = 1000$, $k_v = 300$, $k_{vi} = k_v^2 / 4$, $\zeta_v = 1$ ($\rho = 6.7$). В початковий момент часу конденсатор заряджений до $V_{dc}(0) = 54$ В. Задана напруга дорівнює $V_{dc}^* = 100$ В. Профіль струму навантаження, який показано на рис. 8, складається з ділянки прикладання в $t=0.1$ с, а в $t = 0.2$ с скидання струму $i_L = 1$ А з аналогічним прикладанням-скиданням струму $i_L = -1$ А в $t = 0.3$ с і $t = 0.4$ с. Графіки перехідних процесів, отримані методом математичного моделювання та експериментально, показано на рис. 9, а та б відповідно. Як видно з рис. 9, алгоритм керування забезпечує асимптотичне регулювання вихідної напруги з показниками якості відповідно до встановленого розділення у часі $\rho = 6.7$.

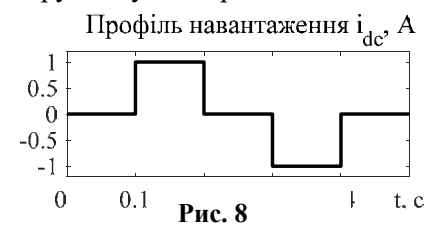


Рис. 8

Висновки. 1. Розроблений метод синтезу і аналізу двоконтурних систем керування класом DC-DC перетворювачів, який базується на використанні часткової лінеаризації зворотним зв'язком і подальшому використанні лінійних ПІ-регуляторів напруги і струму, формує результуючу структуру системи керування у вигляді послідовного з'єднання двох лінійних асимптотичних стійких підсистем у контурі нелінійного зворотного зв'язку з білінійними властивостями. Завдяки цьому лінеаризована система набуває форми, яка дає можливість використовувати теорію каскадних систем з розділенням у часі процесів у контурах регулювання так, що процеси у внутрішньому контурі (струму) в декілька разів більш швидкі у порівнянні із зовнішнім (напруги).

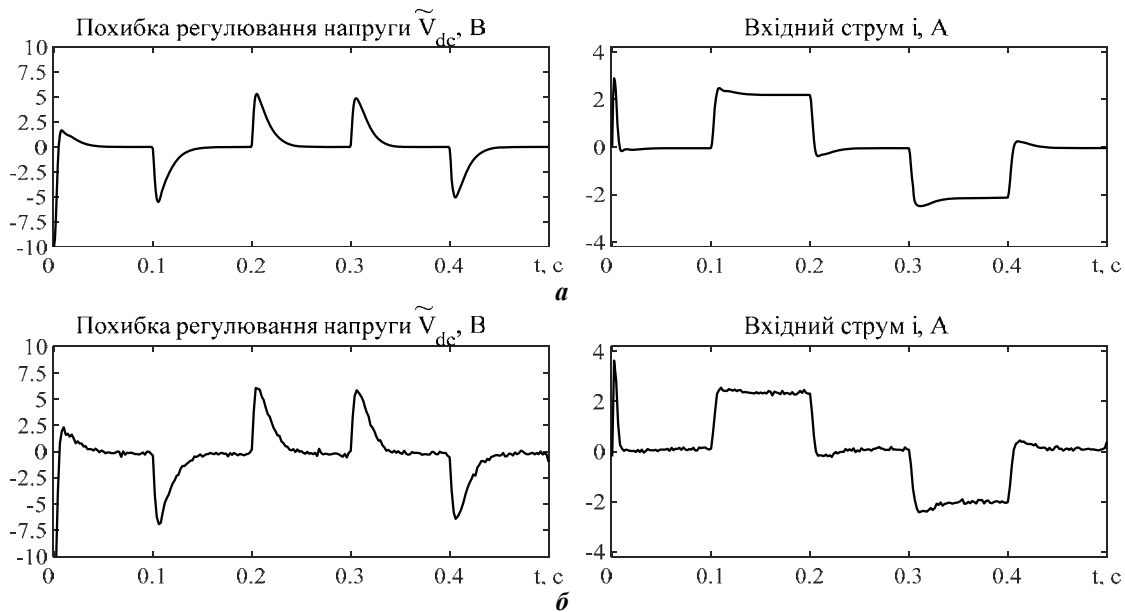


Рис. 9

2. Для результируючої лінеаризованої структури запропоновано використовувати налаштування регуляторів з оптимізацією за «симетричним» оптимумом, що дає змогу не тільки забезпечити стійкість, але й формувати показники якості керування, використовуючи для цього доступні для інженерів з керування методи.

3. Вперше показано яким чином струм навантаження впливає на структуру системи та її параметри, що дає можливість здійснювати робастне налаштування регуляторів для суттєвого підвищення навантажувальної здатності перетворювача.

4. Встановлено механізм втрати стійкості в системі з нелінійним немінимально-фазовим об'єктом керування, яким є DC-DC перетворювач. Показано, що втрата стійкості в умовах дії струму навантаження відбувається в першу чергу в лінеаризованій системі і може підсилюватись за рахунок дії нелінійностей.

Робота фінансується державною програмою “Нове покоління високоефективних електромеханічних систем електричних транспортних засобів з векторно-керованими двигунами, які не містять рідкоземельних матеріалів” (державний реєстраційний номер 0122U001700).

DESIGN OF CASCADED VOLTAGE CONTROL SYSTEMS OF BIDIRECTIONAL DC-DC BUCK-BOOST CONVERTERS

S.M. Peresada¹, Y.O. Nikonenko¹, S.M. Kovbasa¹, A. Kuznietsov², A.L. Lukianchikov¹

¹National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”

Prospect Beresteiskyi, 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

e-mail: sergei.peresada@gmail.com, evgeniy.nvkonenko@gmail.com.

²Technische Hochschule Mittelhessen,

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

The paper deals with the design and analysis of cascaded DC-link voltage control systems for bidirectional buck-boost DC-DC converters. Its model is significantly nonlinear and non-minimum-phase, which makes it impossible to achieve high dynamic quality indicators using standard methods of linear control theory. A new method for design and analysis of DC-DC converters control systems based on partial feedback linearization and the subsequent application of linear PI voltage and current controllers is proposed. It provides that the resulting model is composed of the feedback interconnected linear asymptotically stable subsystems with bilinear properties. The resulting system is linearized in the vicinity of the trajectories corresponding to the power balance equation. Such form allows to apply the theory of cascaded systems with two time-scale separation of the control loops dynamics. It not only ensures system stability but also allows to specify the process quality indicators using methods available to control engineers. References 14, figures 9.

Keywords: bidirectional DC-DC buck-boost converter, voltage controller, quality indicator, load current.

1. Kapat S., Krein P.T. A tutorial and review discussion of modulation, control and tuning of high-performance DC-DC converters based on small-signal and large-signal approaches. *IEEE Open Journal of Power Electronics*. 2020. Vol. 1. Pp. 339-371. DOI: <https://doi.org/10.1109/OJPEL.2020.3018311>.
2. Gorji S.A., Sahebi H.G., Ektesabi M., Rad A.B. Topologies and control schemes of bidirectional DC-DC power converters: An overview. *IEEE Access*. 2019. Vol. 7. Pp. 117997-118019. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937239>.
3. Forouzesh M., Siwakoti Y.P., Gorji S.A., Blaabjerg F., Lehman B. Step-up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2017. Vol. 32. No 12. Pp. 9143-9178. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2652318>.
4. Vasca F., Iannelli L. (eds.) Dynamics and control of switched electronic systems: Advanced perspectives for modeling, simulation and control of power converters. London: Springer Science & Business Media, 2012. 494 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-1-4471-2885-4>.
5. Sira-Ramirez H.J., Ramón S.O. Control design techniques in power electronics devices. London: Springer Science & Business Media, 2006. 421 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/1-84628-459-7>.
6. Sanders S.R., Noworolski J.M., Liu X.Z., Verghese G.C. Generalized averaging method for power conversion circuits. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 1991. Vol. 6. Pp. 251-259. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.76811>.
7. Vazquez S., Rodriguez J., Rivera M., Franquelo L.G., Norambuena M. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2017. Vol. 64. Pp. 935-947. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2625238>.
8. Ortega R., Romero J.G., Borja P., Donaire A. PID passivity-based control of nonlinear systems with applications. John Wiley & Sons, 2021. 214 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781119694199>.
9. Mukherjee N., Strickland D. Control of cascaded DC-DC converter-based hybrid battery energy storage systems – part II: Lyapunov approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2016. Vol. 63. No 5. Pp. 3050-3059. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2511159>.
10. Peresada S., Kovbasa S., Pushnitsyn D., Zaichenko Y. Two nonlinear controllers for voltage source AC-DC converter. IEEE First Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Kyiv, Ukraine, 29 May 02 June 2017. Pp. 462-467. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100532>.
11. Kim H., Son Y.I. Regulation of a DC/DC boost converter under parametric uncertainty and input voltage variation using nested reduced-order PI observers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2017. Vol. 64. No 1. Pp. 552-562. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2606586>.
12. Pakdeeto J., Areerak K., Bozhko S., Areerak K. Stabilization of DC microgrid systems using the loop-cancellation technique. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2021. Vol. 9. No 3. Pp. 2652-2663. DOI: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2021.3053349>.
13. Peresada S., Kovbasa S., Pristupa D., Pushnitsyn D., Nikonenko Y. Nonlinear control of voltage source AC-DC and DC-DC boost converters. *Bulleten Natsionalnoho Tekhnichnoho Universytetu Kharkivskiy Politekhnichnyi Instytut. Problemy avtomatyzovanyh elektropryvodiv. Teoriia i praktyka*. 2017. No 27. Pp. 84-88.
14. Leonhard W. Control of electrical drives. Springer, 2001. 474 p. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-3-642-56649-3>.

Надійшла 11.12.2023
Остаточний варіант 11.01.2024

INFLUENCE OF THE POLES SHAPE OF DC ELECTROMAGNETIC ACTUATOR ON ITS THRUST CHARACTERISTIC

O.M. Grechko*

National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

E-mail: a.m.grechko@gmail.com

Many technical objects use the electromagnetic DC actuators, which, unlike AC actuators, are more reliable, simpler in terms of manufacturing technology and have greater wear resistance. The listed advantages are the reason for the significant use of DC actuators in various industries including application as drive mechanisms of electrical devices. The DC actuator as a part of any technical object almost always plays one of the main roles from the point of view of reliable operation of entire device. Therefore the question of studying the designs of actuators and their characteristics is a rather topical task. Three designs of forward-moving electromagnetic DC actuators with the same overall dimensions and winding data are studied. They differ in the shapes of the supporting surfaces of poles, in other words, the surfaces with flat, conical and cut-conical shapes. As established, the shape of the supporting surfaces of poles has a significant impact on the thrust characteristics of the actuator and depending on the length of air gap this effect has a different character. The patterns of magnetic field of the studied actuators with an attracted armature are constructed, and the nature of magnetic field distribution and magnetic flux density distribution in operated gap are evaluated. The nature of the influence of cutting angle on static thrust characteristic for actuators with conical and cut-conical pole shapes is studied too. References 21, table 1, figures 7.

Keywords: electromagnetic DC actuator, static thrust characteristic, finite-element method, shape of supporting surfaces, poles of DC actuator.

Introduction. Direct current (DC) electromagnetic actuators are used as a source of mechanical displacements and creation of necessary forces in many technical objects. In contrast with AC actuators, DC actuators are more reliable due to the lesser number of parts in their construction. The actuators are simpler from the point of view of fabrication practice, do not require the operations of stamping, riveting, grinding of supporting surfaces, installation of short-circuited turns, etc., do not fail when the supporting surfaces of poles are contaminated or when short-circuited turns in the windings occur and have greater wear resistance. The listed advantages are the reason for the wide use of DC actuators in various industries including application as drive mechanisms of electrical devices.

The DC actuator (hereinafter referred to as actuator) as a part of any technical object almost always plays one of the main roles from the point of view of entire device reliability as a whole. Therefore the issue of improving the designs of actuators in order to improve their characteristics is a rather urgent task.

Review of publications. Problem definition. Many publications both among the domestic [1–3] and foreign scientists [4–17] are devoted to the problems of investigation and numerical modeling with further experimental verification of various actuator designs, but insufficient attention is paid to study on the influence of the shapes of the support surfaces of poles of forward-moving DC electromagnetic actuators on their static thrust characteristics. Therefore the further development of investigation in this area is relevant. It should be noted that in the vast majority of works the tool for conducting the numerical calculations is commercial licensed computer codes, which are currently practically inaccessible to most domestic researchers. This significantly limits the possibilities of domestic scientists. The FEMM code [18] among the codes with open access is the most widespread. This code is built on finite-element method and its computed results are verified experimentally by electrical engineers [19, 20]. Therefore the FEMM code is used in this work for study and modeling of electromagnetic processes in DC forward-moving actuator. The finite-element method is used along with FEMM program on open access [18] to carry out the numerical calculations of the static thrust characteristics of DC actuator.

It is known [8, 12, 16, 17] that the static thrust characteristic is one of the important characteristics of actuators. That is the dependence of thrust force F on the length of operated air gap δ between the poles of actuator at the constant magnetomotive force of winding F_m . The shape and dimensions of the supporting

surfaces of actuator's poles have an effect on the shape of the thrust characteristics of actuator. The analysis of publications reveals that the question on the influence of DC actuator poles shape on the thrust characteristic of actuator does not sufficiently studied especially in the sense of improvement of design and technical characteristics.

The **aim of this work** is to determine the nature of the influence of the shape of poles supporting surfaces of DC electromagnetic actuator on its static thrust characteristic. The study is based on the determination of the magnetic field distribution in operated air gap between the poles of the actuator.

The well-known approach is used for **numerical modeling** of magnetic field of the actuator. According to this approach the magnetic field is determined in the subdomains, within which the magnetic permeability of ferromagnetic materials generally depends on the magnetic field strength in accordance with the main magnetization curve of corresponding material [21]. This allows to carry out the numerical solving of the nonlinear Poisson equation for given regions in terms of magnetic vector potential $A(x, y, z)$ [21] for the known current density vector $\mathbf{j}(x, y, z)$ of external source specified by initial data. Here the boundary conditions for magnetic vector potential at subdomain boundaries are applied. The conditions are derived by the tangential components of magnetic field strength \mathbf{H} and the normal components of magnetic flux density \mathbf{B} .

The Poisson equation in the general case of calculating the spatial distribution of 3D magnetic field in a ferromagnetic medium in the Cartesian coordinate system has the form [21]

$$\nabla \left[\frac{1}{\mu} \nabla A(x, y, z) \right] = -\mathbf{j}(x, y, z), \quad (1)$$

where A is the magnetic vector potential; \mathbf{j} is the current density vector of external source; μ is the magnetic permeability of the material; ∇ is the Hamiltonian operator.

The finite-element method [21] allows to solve equation (1), that is to find the spatial magnetic field distribution in the structure under consideration by, for example, minimizing the corresponding functional (such a functional in FEMM code is the magnetic energy W accumulated in the field). The initial data supplemented by boundary conditions as well as energy dependencies lead to a system of nonlinear algebraic equations, the result of solving of which is the spatial distribution of magnetic vector potential A . Knowing its values at each point of computational area allows to find magnetic flux density vector \mathbf{B} and magnetic field strength vector \mathbf{H} according to following expressions [21]:

$$\mathbf{B} = \text{rot}A; \quad \mathbf{H} = \mathbf{B}/\mu. \quad (2)$$

Further, with known parameters of the magnetic field (2) at each point, the thrust force F of actuator can be found by:

$$F = \frac{1}{2} \oint_S [\mathbf{H}(\mathbf{nB}) + \mathbf{B}(\mathbf{nH}) - \mathbf{n}(\mathbf{HB})] dS, \quad (3)$$

where \mathbf{B} is the magnetic flux density vector on the outer surface of body; \mathbf{n} is the unit normal vector; S is the surface over which the integration is carried out.

To perform the numerical modeling of magnetic field for axisymmetric actuator, equation (1) is written in the cylindrical coordinate system as

$$\frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu(H)} \frac{\partial A_\varphi}{\partial z} \right) + \frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{\mu(H)r} \frac{\partial (rA_\varphi)}{\partial r} \right) = -j(r, z), \quad (4)$$

where A_φ is the magnetic vector potential (azimuthal component); r, z are the coordinates of the point of magnetic field region; $\mu(r, z)$ is the magnetic permeability of material at corresponding point in space with coordinates r, z (at corresponding node of finite-element mesh), the magnetic permeability depends on magnetic field strength H at point r, z ; j is the given current density of external source at point with coordinates r, z .

The equation is solved in the domain as an open space:

$$r \in (0, \infty); \quad z \in (-\infty, \infty), \quad (5)$$

with the boundary condition of symmetry on the axis:

$$A_\varphi(0, z) = 0. \quad (6)$$

That allows considering the field in r - z plane, that is, within only half of actuator design, and then the significantly reduced computational resources (running time, on-line storage, computer random access memory) is required for simulation.

Practically in order to limit the computational region, the zero boundary conditions for the azimuthal

component of magnetic vector potential A_ϕ are set at the outer boundaries of the region sufficiently distant from actuator.

The non-linear equation (4) has no analytical solution for the complex configuration of boundaries, including the case under consideration; therefore the modern numerical methods are used to solve such equations, the most widespread of which is finite-element method [21].

The subject for investigation in this article consists in the three most common designs of cylindrical axisymmetric actuators with the same overall dimensions and winding data. The designs differ only in the shape of the supporting surfaces of poles, particularly – with flat (PL), conical (CON) and cut-conical (CUT) shapes according to Fig. 1 and Table (dimensions of the actuators are given in mm).

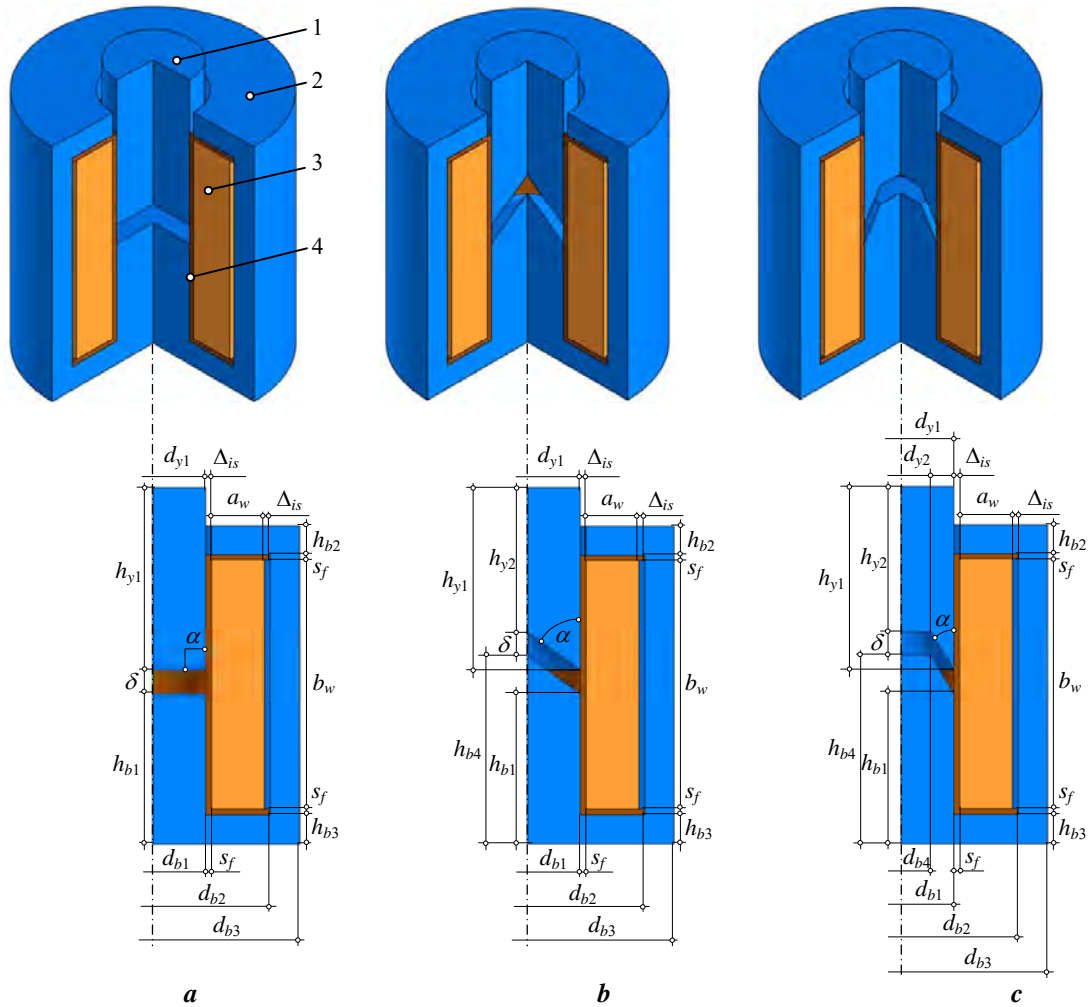


Fig. 1

The magnetization curve $B = f(H)$ of 10895 steel for the armature and actuator body is shown in Fig. 2.

The parameters of actuators' windings are assumed to be the same, specifically: supply voltage $U_{dc} = 36$ V; turn number $w = 4500$; winding wire diameter $d_m = 0.5$ mm; current in the winding $I = 0.47$ A.

Pole	Armature – 10895 steel				Body – 10895 steel								Coil			Gaps		
	d_{y1}	d_{y2}	h_{y1}	h_{y2}	d_{b1}	d_{b2}	d_{b3}	d_{b4}	h_{b1}	h_{b2}	h_{b3}	h_{b4}	a_w	b_w	s_f	Δ_{is}	δ_{min}	δ_{max}
Flat ($\alpha = 90^\circ$)		–		–				–				–						
Conical ($\alpha = 55^\circ$)		–		50				–				65						
Cut-conical ($\alpha = 30^\circ$)	36	20	63	50	36	80	100	20	52	10	10	65	18	86	2	2	0,2	8

In Table: Δ_{is} is the thickness of winding shrouding; δ_{mi} is the minimum gap between the armature and body when the armature is attracted, (the gap takes place due to surface roughness and anti-corrosion coating); δ_{max} is the maximum gap between the armature and body at released armature.

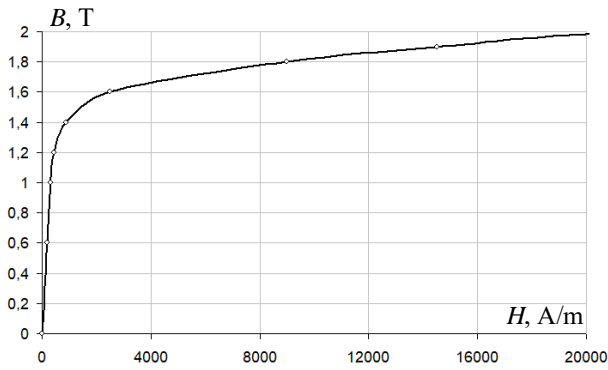


Fig. 2

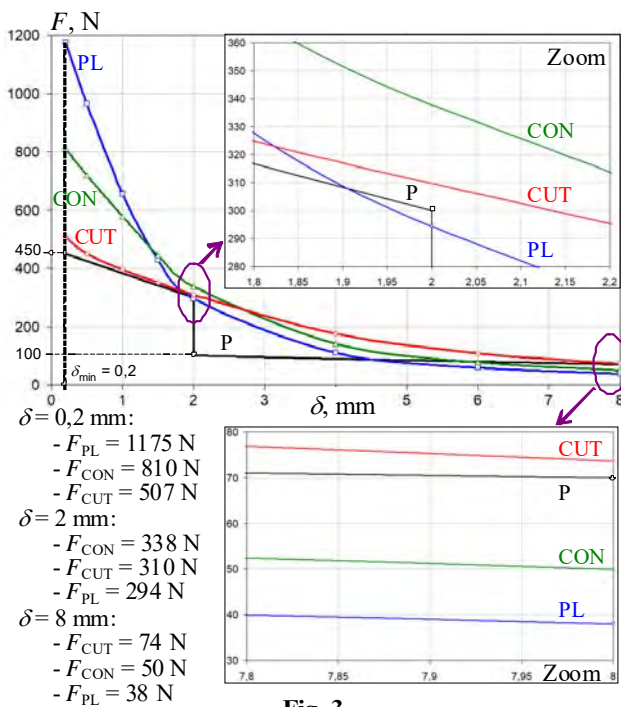


Fig. 3

- when the armature is released ($\delta = 8 \text{ mm}$), two actuators: with flat (38 N) and conical (50 N) pole shapes are incapable of start for movement and overcoming the opposing characteristic (70 N) and, accordingly, are inoperative. Thus the only actuator with cut-conical pole shape remains operable; the thrust force of such actuator at initial moment is the largest (74 N), the force is 1.48 times greater than the thrust force of the actuator with conical pole shape (50 N) and 1.95 times greater than the thrust force of the actuator with flat pole shape (38 N);

- only changing the shape of pole supporting surfaces provides the capacity of operation of actuator without changing either overall dimensions or the dimensions of magnetic core sections, or supply voltage and winding data. In order to reveal the nature of magnetic field distribution for the studied actuators, the computations are carried out using FEMM code. The magnetic flux density distributions at attracted armature are presented in Fig. 4. In this case the maximum saturation of the magnetic system takes place.

The plots of magnetic flux density in operated air gap at attracted armature are shown in Fig. 5.

Computed results. The static thrust characteristics of the actuators studied are obtained as a result of computations. The results along with opposing characteristic (P) are shown in Fig. 3. For better visualization Fig. 3 shows simultaneously the enlarged sections of thrust characteristics near gap with length $\delta = 2 \text{ mm}$ and $\delta = 8 \text{ mm}$.

Analysis of the obtained results (Fig. 3) shows the following:

- the shape of pole supporting surfaces significantly affects the shape of actuator thrust characteristic, and depending on air gap length, this effect has a different character;

- when the armature is attracted ($\delta = 0.2 \text{ mm}$), the actuators with all shapes of pole supporting surfaces are operable, as they develop the thrust force greater than the opposing characteristic. The actuator with flat pole shape develops the largest thrust force (1175 N), which is 1.45 times greater than the thrust force of the actuator with conical pole shape (810 N) and 2.32 times greater than the thrust force of the actuator with cut-conical poles (507 N);

- at $\delta = 2 \text{ mm}$ (the «jump» of opposing characteristic, associated with the need to create the additional pressure, for example, in order to compress the contact spring of electrical device and to ensure the necessary force of contact pressure), the actuator with flat pole shape is already inoperative, since its thrust force (294 N) is less than the opposing characteristic (300 N). In this section of armature movement, the actuator with conical pole shape (338 N) develops the greatest thrust force, which is 1.1 times greater than the thrust force of the actuator with cut-conical pole shape (310 N) and 1.15 times greater than the thrust force of the actuator with flat pole shape (294 N);

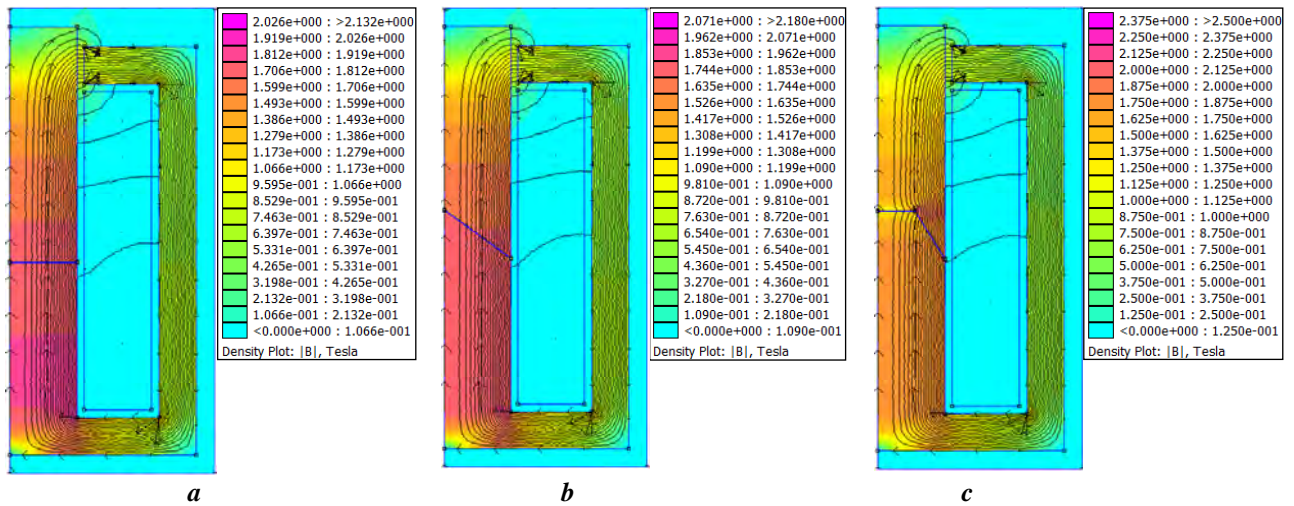


Fig. 4

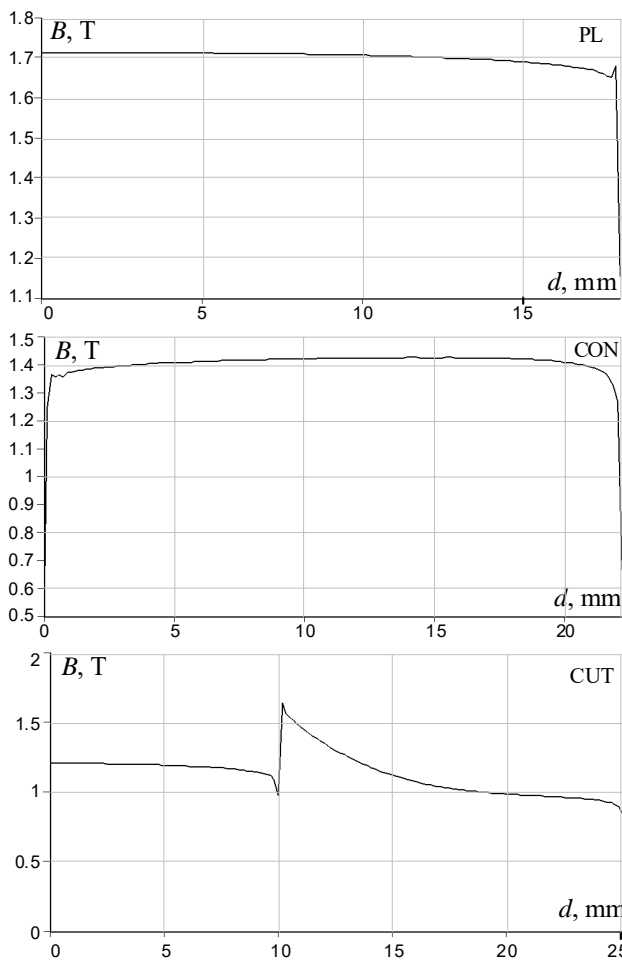


Fig. 5

The analysis of computed results in Fig. 5 shows the following:

- the plots of magnetic flux density in the area of operated gap of the actuators with flat and conical pole shapes have a monotonic character with average value of ~ 1.7 T for armature with flat pole shape and ~ 1.4 T for armature with conical pole shape. It is obvious that the lesser value of magnetic flux density is related to the larger area through which the magnetic flux passes in operated gap;

- the average value of the magnetic flux density of the actuator with cut-conical pole shape is the smallest among all considered actuators (~ 1.2 T), and the magnetic flux density variation is more complex and nonuniform, i.e. with sharp increase in the area of pole cut and further monotonous decrease.

The next stage is studying the influence of angle α (see Fig. 1) on the static thrust characteristics of the actuators with conical and cut-conical pole shapes. The results of computations are given in Fig. 6, *a* for actuator with conical pole shape and in Fig. 6, *b* for actuator with a cut-conical pole shape.

Fig. 7 presents the static thrust characteristics at different fixed values of angle α (*a* – 30° ; *b* – 45° ; *c* – 60° ; *d* – 75°) for the actuators with conical and cut-conical shapes of pole supporting surfaces.

The results in Fig. 7 show the following:

- at attracted armature ($\delta = 0.2$ mm) for all

values of angle α , the actuator with cut-conical pole shape develops the greater thrust force than the actuator with conical pole shape, and as angle α increases the ratio of corresponding thrust forces (F_{CUT}/F_{CON}) for the two actuators decreases and has the following values:

$$- F_{CUT}/F_{CON} = 507.27 / 324.61 = 1.56 \text{ at } \alpha = 30^\circ;$$

$$- F_{CUT}/F_{CON} = 711.5 / 628.9 = 1.13 \text{ at } \alpha = 45^\circ;$$

$$- F_{CUT}/F_{CON} = 976.2 / 910.1 = 1.07 \text{ at } \alpha = 60^\circ;$$

$$- F_{CUT}/F_{CON} = 1118.5 / 1106.7 = 1.01 \text{ at } \alpha = 75^\circ;$$

- when the operated air gap increases from 0.2 to 8 mm, the degree of influence of angle α on static thrust characteristic for both actuators decreases. As seen from Fig. 7, the effect on static thrust characteristic

is practically not detected at $\alpha = 75^\circ$ and obviously at larger angles.

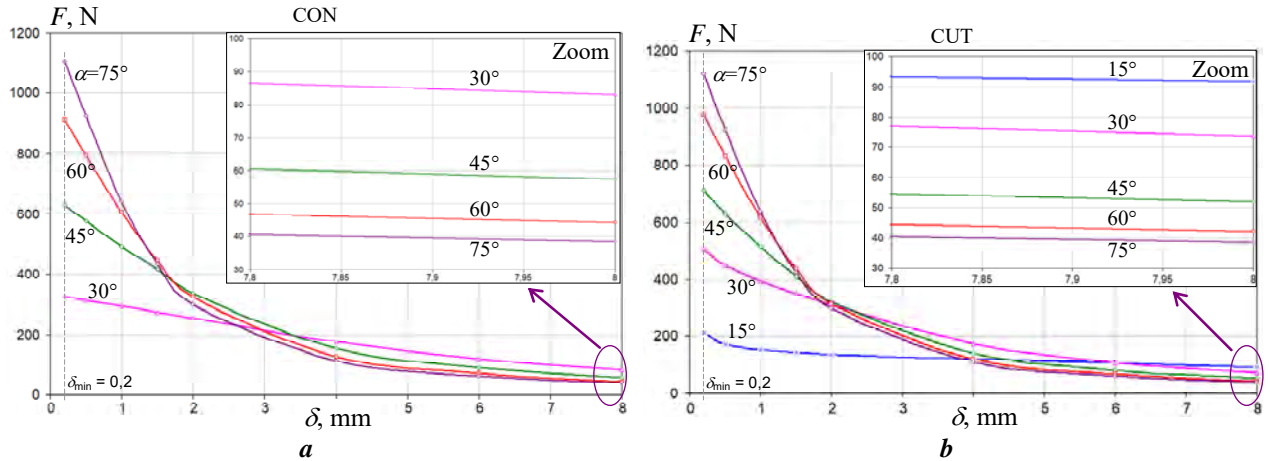


Fig. 6

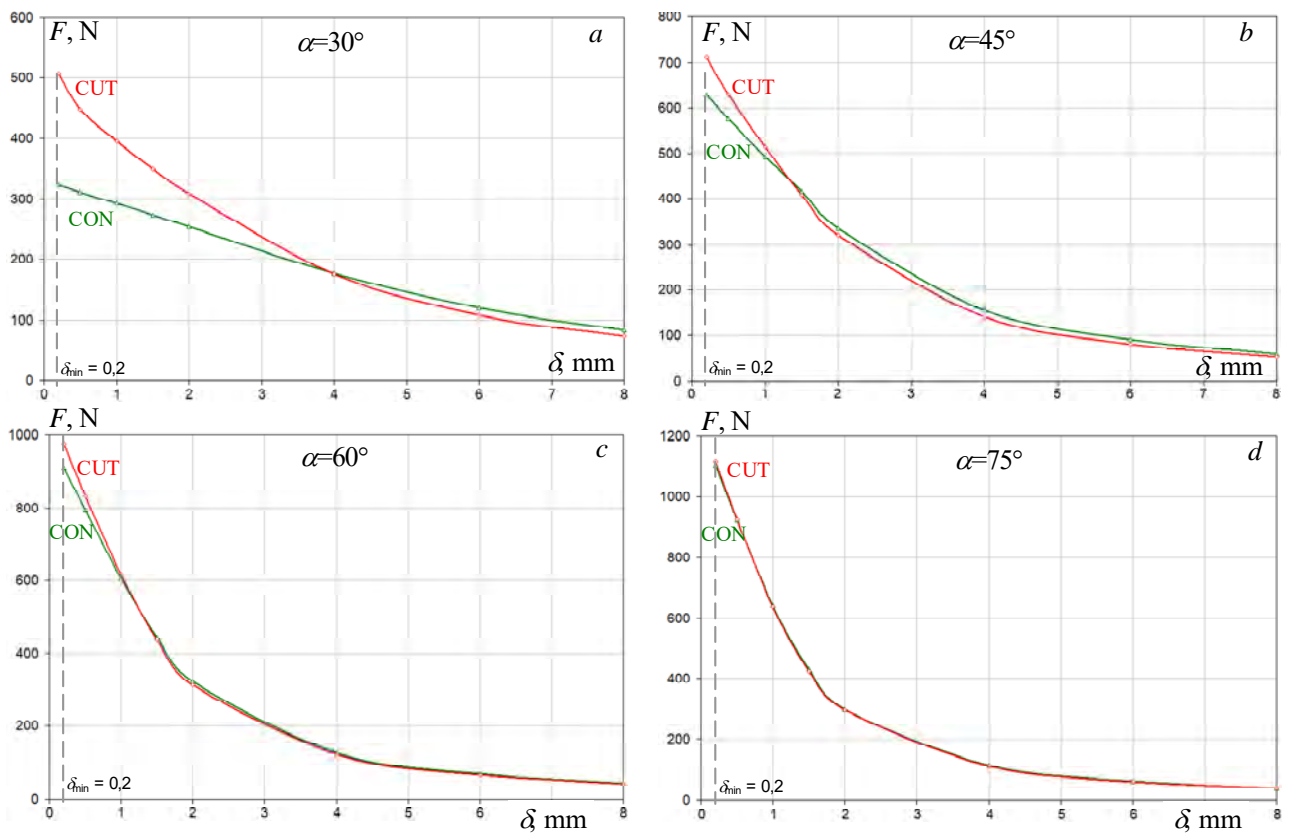


Fig. 7

Conclusion. It is revealed that the shape of actuator poles has a different effect on the shape of thrust characteristic depending on the length of air gap:

- when the armature is attracted, the actuator with a flat pole shape develops the largest thrust force, which is 1.45 times greater than the thrust force of the actuator with conical pole shape and 2.32 times greater than the thrust force of the actuator with cut-conical pole shape;
- when the air gap increases, the shape of the actuator poles has a lesser effect on the thrust characteristic, and when the armature is completely released at the initial moment of movement the thrust force of the actuator with cut-conical pole shape is the largest and 1.48 times greater than the thrust force of the actuator with conical pole shape and 1.95 times greater than the thrust force of the actuator with flat pole shape.

The nature of the effect of cutting angle on static thrust characteristic for actuators with conical and cut-conical pole shapes is determined:

- when the armature is attracted, the actuator with cut-conical pole shape develops the greater thrust force than the actuator with conical pole shape for all values of angle α , and as angle α increases, the ratio of corresponding thrust forces ($F_{\text{CUT}}/F_{\text{CON}}$) of the two actuators decreases;

- when the operated gap increases, the degree of influence of angle α on static thrust characteristic for the both actuators decreases, and when angle $\alpha \geq 75^\circ$, the influence on the static thrust characteristic is practically not available.

The obtained results may form the basis for the development of recommendations on the design of actuators with improved technical characteristics.

Conflict of interest. The author of the article declares no conflict of interest.

1. Baida E.I., Klymenko B.V., Vyrovets S.V., Pantelyat M.G., Clemens M. Investigations of the dynamics of a bistable electromagnet with improved characteristics for medium voltage vacuum circuit breakers. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2020. No. 3. Pp. 3-8. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.3.01>.
2. Baida E.I., Klymenko B.V., Pantelyat M.G., Yelanskyi Y.A., Trichet D., Wasselynck G. Challenges of dynamic simulation of high-speed electromagnetic valves of gas distribution devices. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2020. No. 5. Pp. 3-11. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2020.5.01>.
3. Klymenko B.V., Pantelyat M.G. Electromagnetic actuators for medium voltage vacuum switching devices: Classification, design, controlling. *2017 18th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF) Book of Abstracts*, 2017. Lodz, Poland. Pp. 1–2. DOI: <https://doi.org/10.1109/ISEF.2017.8090703>.
4. Tuysuz A., Schindler T., Simonidis C., Reuber C. Multi-Domain-Simulation-Based Development of Novel Actuators for Future Circuit Breakers. *2019 IEEE 13th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2019. Toulouse, France. Pp. 1-4. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDS44367.2019.8998905>.
5. Radulian A., Mocioi N. Numerical modelling of an electromagnetic actuator for vacuum contactors. *2014 International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE)*, 2014. Pp. 204-209. Iasi, Romania. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEPE.2014.6969898>.
6. Radulian A., Maricar M., Nemoianu I.V., Cretu R. New solution of linear DC actuator with additional permanent magnets: Working principle, design and testing. *Revue Roumaine Des Sciences Techniques Serie Electrotechnique et Energetique*. 2017. Vol. 62. No. 1. Pp. 3-7.
7. Nicolescu D., Radulian A., Maricar M., Prica S. High force heavy duty direct current actuator. *Revue Roumaine Des Sciences Techniques Serie Electrotechnique et Energetique*. 2021. Vol. 66. No. 3. Pp. 139-143.
8. Norhisam M., Azita A.N., Wong J.H., Syed J.I., Mariun N. Calculation of static thrust on a linear DC actuator. *PECon 2004. Proceedings. National Power and Energy Conference*, 2004. Kuala Lumpur, Malaysia. Pp. 99-103. DOI: <https://doi.org/10.1109/PECON.2004.1461624>.
9. Takei K., Kitagawa W., Takeshita T., Fujimura Y. Analysis of a Serial/Parallel Type of Electromagnetic Actuator. *Sensors*. 2020. Vol. 20. No. 10, art. no. 2762. DOI: <https://doi.org/10.3390/s20102762>.
10. Takei K., Kitagawa W., Takeshita T., Fujimura Y. Design and Characteristic Analysis of Small-Sized and High Thrust Electromagnetic Actuator on High Temperature Field. *Journal of the Japan Society of Applied Electromagnetics and Mechanics*. 2019. Vol. 27. No. 1. Pp. 13-18. DOI: <https://doi.org/10.14243/jsaem.27.13>.
11. Plavec E., Petrinic M., Vidovic M. Improving the Force and Time Response of a DC Solenoid Electromagnetic Actuator by Changing the Lower Core Angle. *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*. 2021. Vol. 21. No. 2. Pp. 95-103. DOI: <https://doi.org/10.26866/jees.2021.21.2.95>.
12. Plavec E., Filipovic-Grcic B., Vidovic M. The impact of plunger angle and radius on the force and time response of DC solenoid electromagnetic actuator used in high-voltage circuit breaker. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2020. Vol. 118. Art. no. 105767. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.105767>.
13. Plavec E., Ladisic I., Vidovic M. The Impact of Coil Winding Angle on the Force of DC Solenoid Electromagnetic Actuator. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*. 2019. Vol. 17. No. 3. Pp. 244-250. DOI: <https://doi.org/10.15598/aece.v17i3.3338>.
14. Munih T., Miljavec D., Corovic S. A Novel Design Concept of Electromagnetic Valve Actuator with High Starting Force. *Energies*. 2019. Vol. 12. No. 17, art. no. 3300. DOI: <https://doi.org/10.3390/en12173300>.
15. Yatchev I., Balabozov I., Hinov K., Hadzhiev I., Gueorgiev V. Influence of the shape of the input pulses on the characteristics of hybrid electromagnetic system with magnetic flux modulation. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2021. No. 3. Pp. 3-7. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2021.3.01>.
16. Hadzhiev I., Malamov D., Balabozov I., Yatchev I. Influence of the middle pole shape on the force characteristic of an actuator with T-shaped armature. *Electrotechnica & Electronica*. 2021. Vol. 56 (1-2). Pp. 12-19.
17. Malamov D., Hadzhiev I., Yatchev I. Influence of the pole shapes on the force characteristics of a DC solenoid actuator. *2017 15th International Conference on Electrical Machines, Drives and Power Systems (ELMA)*. 2017. Pp. 435-438. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELMA.2017.7955480>.

18. *Finite Element Method Magnetics: HomePage*. URL: <https://www.femm.info/wiki/HomePage> (accessed 22 May 2023).

19. Milykh V.I. The system of automated formation of electrical machines computational models for the FEMM software environment. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No. 4. Pp. 74-78. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.074>.

20. Milykh V.I. Numerical-field analysis of temporal functions and harmonic composition of emf in windings of a three-phase asynchronous motor. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No. 3. Pp. 56-65. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.03.056>.

21. Silvester P.P., Ferrari R.L. *Finite Elements for Electrical Engineers*. Cambridge University Press, 1983., 224 p.

УДК 621.3.04: 621.316

ВПЛИВ ФОРМИ ПОЛЮСІВ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО АКТУАТОРА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ НА ЙОГО ТЯГОВУ ХАРАКТЕРИСТИКУ

О. М. Гречко, канд.техн.наук

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,

61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,

E-mail: a.m.grechko@gmail.com

Вступ. У багатьох технічних об'єктах застосовуються електромагнітні актуатори постійного струму, які, на відміну від актуаторів змінного струму, відрізняються більшою надійністю, є простішими з точки зору технології виготовлення та мають більшу механічну зносостійкість. Перелічені переваги є причиною значного застосування саме актуаторів постійного струму в різних галузях промисловості, в тому числі у якості приводних механізмів електричних апаратів. У складі будь-якого технічного об'єкту актуатор постійного струму майже завжди відіграє одну з головних ролей з точки зору надійності функціонування усього пристрою цілком. Тому питання удосконалення конструкції актуаторів з метою покращення їхніх характеристик є доволі актуальним завданням. **Мета.** Встановлення характеру впливу форми опорних поверхонь полюсів прямоходового електромагнітного актуатора постійного струму на його статичну тягову характеристику. **Методологія.** Характер впливу форми опорних поверхонь актуаторів на їхню тягову характеристику досліджено на основі визначення розподілу магнітного поля у їх повітряних робочих проміжках за допомогою методу скінченних елементів із використанням програми FEMM. **Оригінальність.** Отримали подальший розвиток дослідження циліндричних прямоходових електромагнітних актуаторів постійного струму щодо встановлення характеру впливу форми опорних поверхонь полюсів на їх статичну тягову характеристику. **Результати.** Досліджено три найбільш поширені конструкції прямоходових електромагнітних актуаторів постійного струму із однаковими габаритними розмірами та обмотковими даними, які відрізняються між собою формами опорних поверхонь полюсів – із пласкою, конічною та зрізано-конічною формами. Встановлено, що форма опорних поверхонь полюсів суттєво впливає на форму тягової характеристики актуатора і в залежності від значення повітряного проміжку цей вплив має різний характер. Побудовано картини магнітного поля досліджуваних актуаторів при притягнутому якорі, проведена оцінка характеру розподілу магнітного поля та розподілу магнітної індукції у повітряному робочому проміжку. Досліджено характер впливу кута зрізу на статичну тягову характеристику для актуаторів із конічною та зрізано-конічною формами полюсів. Бібл. 21, табл. 1, рис. 7.

Ключові слова: електромагнітний актуатор постійного струму, статична тягова характеристика, метод скінченних елементів, форма опорних поверхонь полюсів актуатора постійного струму.

Надійшла 19.10.2023
Остаточний варіант 27.11.2023

РЕВЕРСИВНИЙ АСИНХРОННИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД З КЕРУВАННЯМ ЗА РЕАКТИВНОЮ ПОТУЖНІСТЮ

Р.А. Чепкунов, канд. техн. наук

Науково-виробниче підприємство «Електронік, ЛТД», ТОВ

вул. Руставі, 5 - 204, Запоріжжя, 69055, Україна.

E-mail: elektronick.ltd@gmail.com

Розглянуто особливості реверсу струму у реверсивному асинхронному електроприводі з керуванням за реактивною потужністю. Показано, що реверс швидкодіючий, забезпечується швидкодія у всьому діапазоні регулювання швидкості, включаючи нульову швидкість. Цей електропривод може використовуватися замість електроприводу постійного струму. Бібл. 9, рис. 4.

Ключові слова: асинхронний електропривод, реактивна потужність, реверс струму.

Вступ. Асинхронний електропривод (ЕП) останнім часом витісняє ЕП постійного струму в більшості промислових застосувань [1]. Реверсивний ЕП використовується в металургії – в прокатних станах і відвідних рольгангах, під час переміщенні електродів в сталеплавильних печах; в електротранспорті – електропоїздах, трамваях, тролейбусах, електромобілях; в крановому, верстатному та інших електроприводах. Якщо для деяких ЕП не має значення швидкодія при реверсі, як, наприклад, в трамваях, то в ряді ЕП це має суттєве значення, наприклад, в металургійних електроприводах. Для багатьох ЕП має значення діапазон регулювання з номінальним навантажувальним моментом, швидкодія, час реверсу. Гарні характеристики мають реверсивні ЕП постійного струму. Найбільша швидкодія тиристорних ЕП досягається за сумісного керуванні мостами [2], однак наявність додаткового реактора ускладнює і здорожчує конструкцію. За роздільному керуванні мостами потрібен датчик запертого стану вентилів і має значення дискретність керування тиристорами. З точки зору швидкодії скануюча логіка має перевагу порівняно з трипозиційною логікою переключення мостів [2]. Реверсивний тиристорний ЕП постійного струму в додаток до достатньо дорогого електродвигуна повинен мати два мости – по одному на кожен напрямок.

Також знаходить використання реверсивний ЕП постійного струму з імпульсними перетворювачами на IGBT транзисторах [3]. Такий електропривод за високій частоті модуляції вихідної напруги може забезпечувати безперервний діапазон регулювання швидкості, включаючи нуль [4]. Однак його вартість вища вартості асинхронного ЕП з більш дешевшим і надійнішим асинхронним двигуном.

В [5, 6] обґрунтовано можливість забезпечення характеристик асинхронного ЕП з векторним управлінням не гірше, ніж в реверсивному ЕП постійного струму. Але рішення цієї задачі складне, так як задля забезпечення необхідного електромагнітного моменту асинхронного двигуна вимагається відслідковувати температурну зміну його внутрішніх опорів. Про складність цієї задачі свідчить багато існуючих варіантів її рішення.

Однак можливий інший підхід до формування характеристик в асинхронному ЕП – це керування за реактивною потужністю [7]. За такому керуванні забезпечується безперервний діапазон регулювання швидкості з номінальним моментом, включаючи швидкість рівну нулю, висока динаміка і спрощується керування. Зважаючи на ці переваги асинхронний ЕП з керуванням за реактивною потужністю цілком може витіснити ЕП постійного струму з усіх сфер його застосування. У роботі більш детально розглянуто характеристики реверсивного асинхронного ЕП з керуванням за реактивною потужністю.

Метою роботи є розгляд процесів реверсу в асинхронному електроприводі з керуванням за реактивною потужністю з обґрунтуванням його переваг перед іншими електроприводами.

Виклад основного матеріалу. Структурну схему ЕП з керуванням за реактивною потужністю [7] показано на рис. 1, де КП – координатний перетворювач; ДШ і РШ – датчик і регулятор швидкості; n , n_z – швидкість і задане значення швидкості; U_d – вхідна напруга інвертора (схема, яка забезпечує напругу двигуна U незалежно від зміни U_d , входить до складу інвертора); i_a , i_c

– струми фаз A і C перетворювача частоти (ПЧ); k_f , T_{int} – коефіцієнт і постійна часу регулятора частоти. Активна I_{RU} і реактивна I_{XU} складові струму статора мають вид

$$I_{RU} = i_a \cos \theta_a - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_c) \sin \theta_a, \quad (1)$$

$$I_{XU} = -i_a \sin \theta_a - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a + 2i_c) \cos \theta_a,$$

θ_a – кут, який відраховується від переходу кривої напруги фази А ПЧ з області негативних значень в область позитивних значень.

Струм I обчислюється за формулою

$$I = \sqrt{I_{RU}^2 + I_{XU}^2}. \quad (2)$$

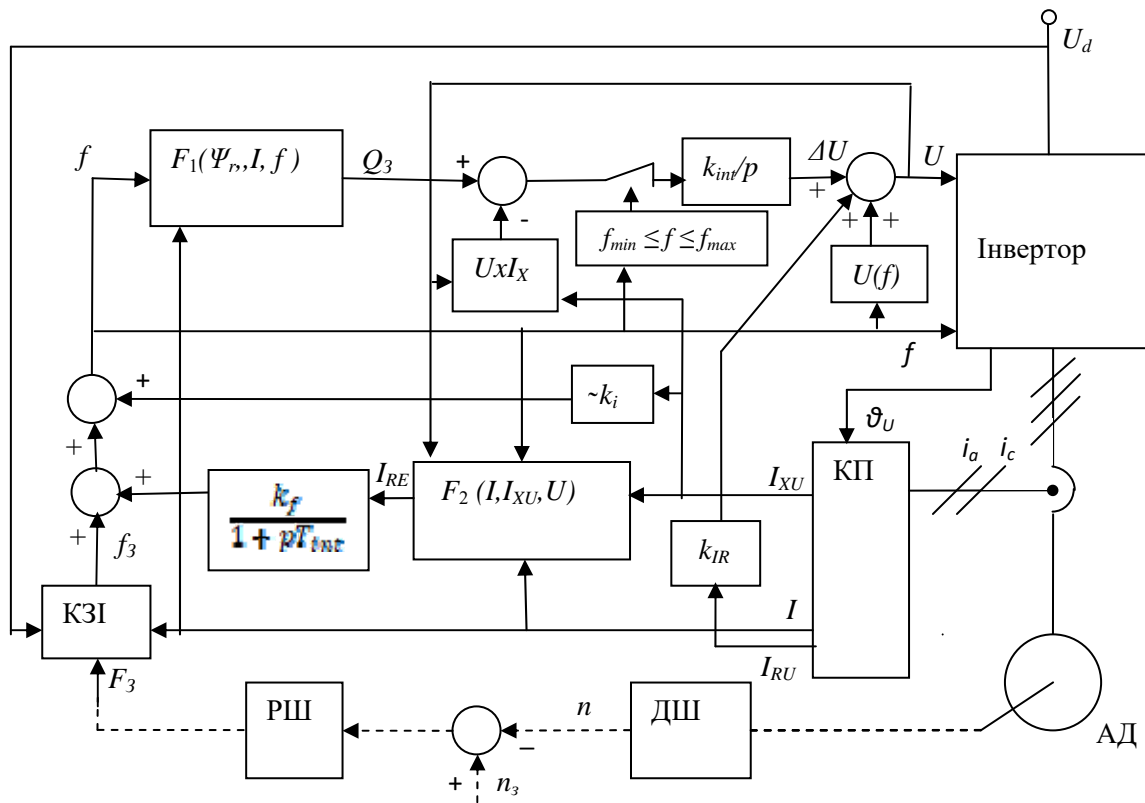


Рис. 1

Функціональні блоки виконують наступні операції.

F_1 визначає значення заданої реактивної потужності $Q_3 = I^2 \omega L_C + \frac{\omega \Psi_{r,3}^2}{L_r}$, де L_C , L_r – індуктивності статора і ротора, $\Psi_{r,3}$ – значення потокозчеплення ротора, що задається, $\omega = 2\pi f$.

F_2 визначає активну складову струму ротора $I_{RE} = \sqrt{I^2 - \frac{UI_{XU} - I^2 \omega L_C}{\omega L_r}}$.

Значення I_{RE} обчислюється без урахування знаку. Знак струму I_{RE} залежить від заданого напрямку обертання АД і від того, в якому режимі він працює – двигунному чи генераторному. Для визначення знаку можна використовувати вираз для активної потужності P_R : $P_R = UI_{RU} - I^2 R_C$, де R_C – опір кола статора, включаючи опір з'єднувальних проводів між ПЧ та двигуном.

Якщо активна потужність P_R додатна, то при I_{RE} ставиться знак «+», якщо ж від'ємна – знак «-». Оскільки активна потужність залежить від схильного до температурних змін R_C , то доцільно періодично уточнювати його значення. Це можливо за вихідній частоті інвертора близькій до 0 Гц (у

діапазоні частот ± 0.1 Гц) при сталому режимі роботи: $R_c \approx U/I$. З урахуванням технологічних особливостей електропривода це можливо реалізувати програмно.

Від знаку I_{RE} залежить, в який бік проводиться компенсація ковзання: при знаку «+» компенсація ковзання збільшує частоту, при знаку «-» – зменшує частоту, можливо до нуля і реверсу.

На рисунку також позначено: КЗІ – керований задатчик інтенсивності, який керує частотою що задається f_s , обмежує темп зміни f_s за великій швидкості зміни частоти F_s на вході задатчика інтенсивності, яка задається; забороняє збільшення частоти у разі перевищенні струмом I допустимого значення або знижує за великому перевищенні; забороняє зниження частоти під час перевищенні входною напругою інвертора U_d допустимого значення; k_{IR} – коефіцієнт ІR-компенсації, який збільшує напругу перетворювача на величину падіння напруги на внутрішніх опорах АД за струму I ; k_i – коефіцієнт зворотного зв'язку за реактивною складовою струму задля забезпечення стійкості системи автоматичного регулювання на низьких частотах ПЧ. В наведеній схемі перед множенням на k_i виділяється змінна складова сигналу I_{XU} .

Як видно із структурної схеми, всі сигнали на суматорах з позначкою «плюс», крім сигналів вимірної реактивної потужності $U_X I_{XU}$ для регулятора реактивної потужності і датчика швидкості за наявності регулятора швидкості. Така схема забезпечує оптимальне мікропроцесорне керування електроприводом з дозволим темпом зміни швидкості електродвигуна. Регулятор реактивної потужності з вихідним сигналом ΔU незалежно від температурної зміни параметрів електродвигуна забезпечує необхідне потокозчеплення ротора для створення необхідного механічного момента двигуна на всьому діапазоні регулювання швидкості, включаючи швидкість рівну нулю.

У порівнянні з структурною схемою в [7] схема уточнена: показано порівняння заданого і фактичного значень реактивної потужності і представлений варіант регулятора, коли вихідний сигнал не змінюється у визначеному інтервалі частот біля нульового значення, тому регулятор прийнято інтегральним, k_{int} – коефіцієнт регулятора.

Швидкодія ЕП демонструється на осцилограмі реверсу струму на частоті 30 Гц в ЕП змінного струму ЭКТ4Р-250-380-50 з рекуперацією електроенергії в мережу живлення Запорізького електроапаратного заводу, наведеної в [8], (рис. 2). У разі зниженні частоти f діє обмеження швидкості зміни частоти за напругою U_d , а за збільшенні частоти – обмеження за струмом I . З урахуванням обмежень за напругою і струмом час реверсу мінімальний. Про реверс можна судити по зміні чергування фаз струмів i_a, i_c .

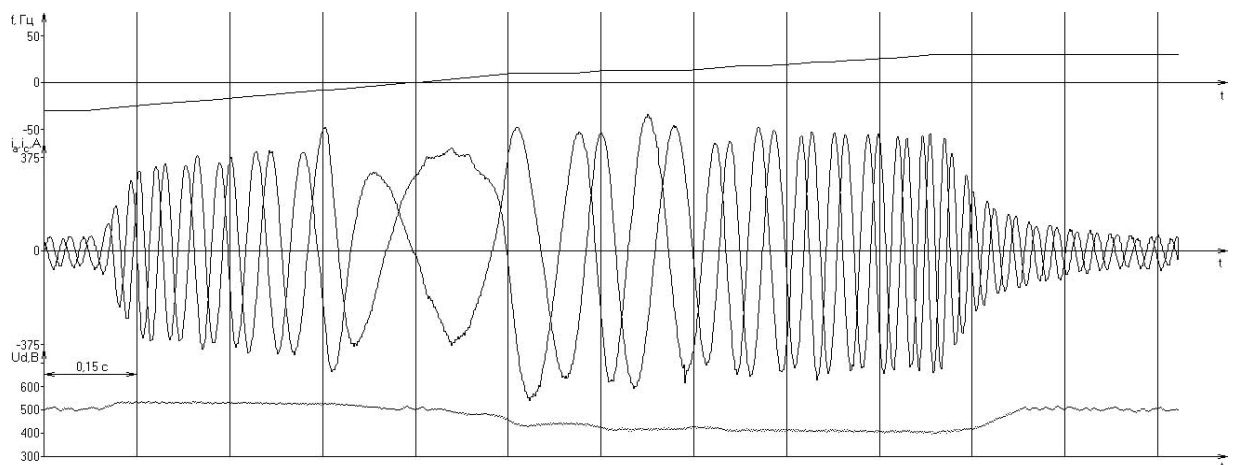


Рис. 2

За обмеженнях за напругою або струмом робота регулятора реактивної потужності не проявляється. Але у разі роботи ЕП без обмеження сигналів він збільшує якість ЕП за рахунок додаткового регулювання напруги сигналом ΔU .

Особливістю якісного ЕП є можливість роботи з різноспрямованими збуреннями, які спрямовані на гальмування або на розгін двигуна. Це має значення для привода електромобіля, кранового електропривода, металургійного, наприклад, відводячих рольангів з поєднанням розгонів і гальмувань і інших електроприводів.

Різнопольярні збурення показано на рис. 3 за параметрів двигуна і регулятора, аналогічних наведеним в [7]. При цьому, також як і в [7], швидкість приведена до одної пари полюсів АД, тому сигнали швидкості n , заданого значення швидкості n_3 , частоти f , заданого значення частоти f_3 , F_3 мають один і той же масштаб. За відсутності регулятора швидкості і одній парі полюсів $n_3 = F_3$. Значення по осях ординат в герцах і амперах. Напруга U приведена до частоти множенням на відношення номінальних значень $f_{ном} / U_{ном}$. Усі сигнали розраховувалися для кожного i -го інтервала дискретності. У даному випадку дискретність розрахунків 0,5 мс, що відповідає частоті модуляції мікропроцесора 2 кГц. На практиці може бути і більша частота модуляції. Це дає змогу апроксимувати синусоїдальні напруги інвертора з великою точністю і формувати практично безінерційні процеси регулювання в ЕП. У разі збурень гальмування, за яких швидкість зменшується, система регулювання збільшує частоту ПЧ, а за збурень розгону, за яких швидкість збільшується, – зменшує частоту ПЧ, забезпечуючи при цьому необхідне ковзання АД. Зменшення і збільшення ковзання на рисунку відповідає прикладанню до електродвигуна номінального навантажувального моменту в ту або іншу сторону.

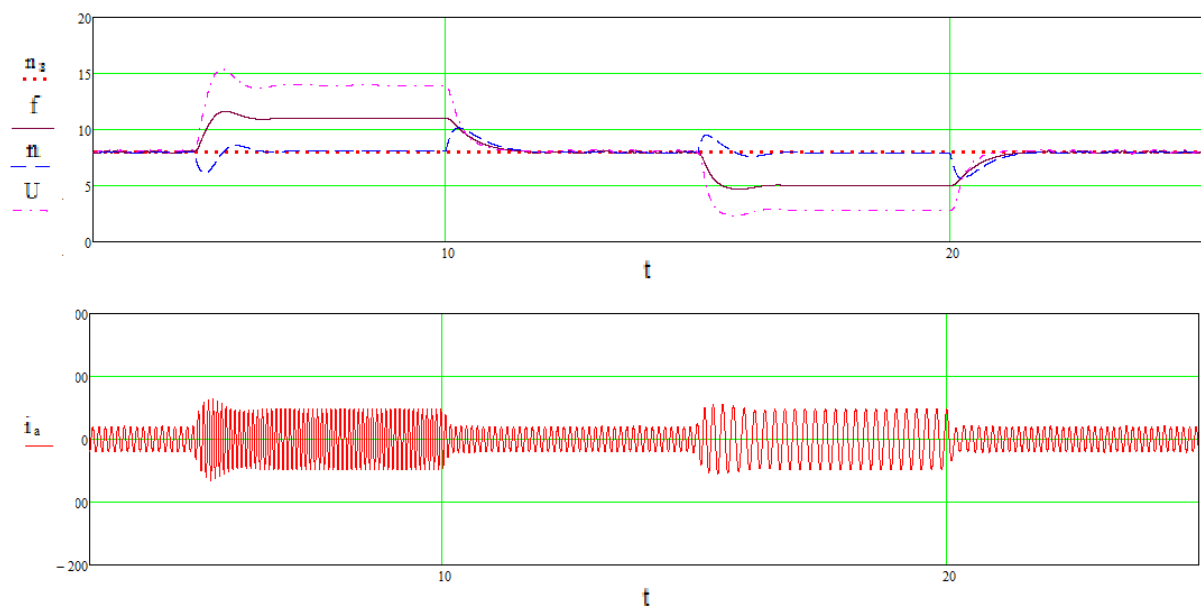


Рис. 3

Якщо необхідне зменшення частоти більше заданого значення швидкості, то ПЧ повинен здійснювати реверс, і усталене значення частоти після реверсу f_R повинно доповнювати задане значення $n_{зад}$ до необхідного для компенсації ковзання значення частоти ковзання f_S

$$f_R = f_S - n_{зад}.$$

Це підтверджувалося під час випробувань електропривода і видно з отриманої осцилограми на рис. 4, де задане значення $n_{зад}$ поступово змінюється від +1 Гц до -1 Гц за почергової зміні напрямлення періодичних збурень. Також, як і на рис. 2, на рис. 4 показано два струми i_a , i_c , по чергуванні яких можна судити про прямий або реверсний режими роботи електропривода.

За другого і останнього збуреннях на рис. 4 частота збільшується, як і за першого збурення на рис. 3. А за першого, третього і четвертого збуреннях частота зменшується до нуля і після реверсу збільшується до f_R .

Подробиці процесу видно на рисунку за збільшеному масштабі часу при першому збуренні. На першій ділянці частота зменшується до нуля, потім йде реверс (на діаграмі в момент 5,52 с), що видно по зміні чергування фаз струмів i_a , i_c . Потім частота збільшується до значення f_R , а швидкість n наближається до заданого значення $n_{зад}$. Після закінчення збурення частота струмів зменшується до нуля, відбувається реверс (на діаграмі в момент 17,5 с), і частота збільшується, щоб відповідати заданому значенню швидкості. Процес реверсу при цьому безперервний і безінерційний, відмінно від аналогічних процесів у приводі постійного струму з роздільним керуванням мостами з трипозиційною або скануючою логікою.

Слід мати на увазі те, що за частоти близької до нуля, зменшується реактивна складова струму для обчислення необхідної задля керування ЕП реактивної потужності, а також збільшується похибка її визначення. Одним із способів визначення реактивної потужності за близької до нульового значення частоті є використання значення реактивної потужності на межі інтервала, де похибка ще задовільна [9]. Існуюча при цьому похибка не означає зменшення діапазона регулювання швидкості, тому що швидкість відрізняється від частоти за рахунок ковзання, і похибка вимірювання швидкості тим менша, чим більше навантаження двигуна. За близької до нуля частоті швидкість залежить від моменту навантаження електродвигуна.

Таким чином, всередині інтервала частот $f_{min} < f < f_{max}$, де похибка вимірювання реактивної потужності велика, вихідний сигнал регулятора реактивної потужності ΔU приймає значення $\Delta U(f_{min})$ або $\Delta U(f_{max})$ в залежності від того, збільшувалася частота в області від'ємних частот, досягаючи f_{min} , чи зменшувалася в області додатних частот, досягаючи f_{max} .

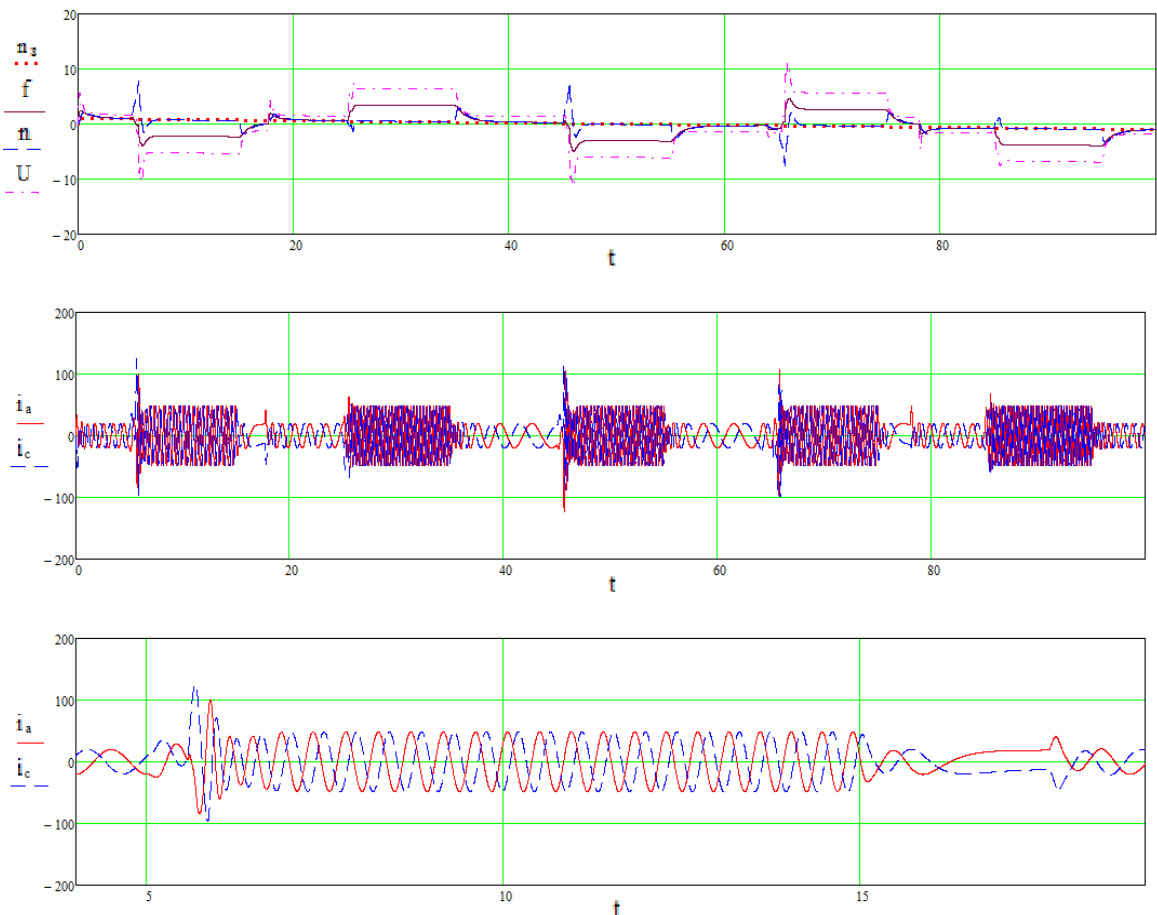


Рис. 4

Зміну моменту навантаження в середині зазначеного інтервалу частот можна враховувати відповідною зміною струму

$$I = \sqrt{\frac{4}{3}(i_a^2 + i_a i_c + i_c^2)}, \quad (3)$$

а не його активної складової, що допустимо, тому що за низькій частоті відмінність між ними невелика. (За формулами (1) – (3) обчислюються амплітудні значення струму і його активної і реактивної складових).

Задля зменшення похибки визначення активної і реактивної складових струму на низькій частоті і відповідного зменшення обмеженого інтервалу частот навколо нульового значення їхні миттєві значення можна розраховувати не тільки відносно часу переходу кривої напруги фази А ПЧ з області негативних значень в область позитивних значень, а й щодо часу чергового переходу через

нуль будь-якої з фаз як з області негативних значень в область позитивних значень за виразами (1), (5), (7), так і з області позитивних значень в область негативних значень за виразами (4), (6), (8) з поточними значеннями кутів $\theta_a, \theta_b, \theta_c$ і $\theta_{-c}, \theta_{-a}, \theta_{-b}$ відповідно. Знак «мінус» в індексі означає, що кут відраховується від переходу кривої напруги від позитивного значення в негативне

$$i_R = -i_c \cos \theta_{-c} - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a - i_b) \sin \theta_{-c} , \quad (4)$$

$$i_X = -i_c \sin \theta_{-c} - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a - i_b) \cos \theta_{-c}$$

$$i_R = i_b \cos \theta_b + \frac{1}{\sqrt{3}}(i_c - i_a) \sin \theta_b , \quad (5)$$

$$i_X = i_b \sin \theta_b + \frac{1}{\sqrt{3}}(i_c - i_a) \cos \theta_b$$

$$i_R = -i_a \cos \theta_{-a} - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \sin \theta_{-a} , \quad (6)$$

$$i_X = -i_a \sin \theta_{-a} - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \cos \theta_{-a}$$

$$i_R = i_c \cos \theta_c + \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a - i_b) \sin \theta_c , \quad (7)$$

$$i_X = i_c \sin \theta_c + \frac{1}{\sqrt{3}}(i_a - i_b) \cos \theta_c$$

$$i_R = -i_b \cos \theta_{-b} - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_c - i_a) \sin \theta_{-b} . \quad (8)$$

$$i_X = -i_b \sin \theta_{-b} - \frac{1}{\sqrt{3}}(i_c - i_a) \cos \theta_{-b}$$

Описані режими роботи електропривода також, як і режими роботи в [7], ретельно досліджувалися на Запорізькому електроапаратному заводі на крановому електроприводі з асинхронним двигуном 20 кВт з перетворювачем частоти ЕКТ4Д-100 за різних швидкостях переміщення вантажів вгору і вниз, особливо за швидкості близькій до нуля, і підтверджувалися математичним моделюванням.

Висновки. Незалежність електромагнітного моменту двигуна від зміни внутрішніх опорів дає змогу у реверсивному асинхронному електроприводі з керуванням за реактивною потужністю мати практично безінерційний реверс, який визначається широтно-імпульсною модуляцією напруги ПЧ. Такий реверс може відбуватися як за великих змінах сигналів управління, так і роботі електропривода на частоті близькій до нуля, у тому числі під час прикладанні механічного моменту, який зменшує частоту з забезпеченням необхідного ковзання ротора. Задля підвищення точності регулювання відлік часу при визначенні реактивної потужності на низьких частотах може проводитися від останнього переходу через нуль вихідних напруг ПЧ. На інтервалі близьких до нуля додатних і від'ємних частот, на якому похибка визначення реактивної потужності значна, реактивна потужність прирівнюється до її останнього значення на тій чи іншій границі інтервала. Такі властивості дають змогу використовувати реверсивний асинхронний електропривод з керуванням за реактивною потужністю замість більш дорогих і менш надійних електроприводів постійного струму.

1. Пересада С.М., Ковбаса С.М., Крижановский В.П., Бовкунович В.С. Система управління моментом асинхронного двигателя для тягових електроприводов. *Промислова електроенергетика та електротехніка*. 2007. №1. С. 66-70.

2. Перельмутер В.М., Сидоренко В.А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. Москва: Энергоатомиздат, 1988. 304 с.

3. Чиженко И.М. Справочник по преобразовательной технике. Киев, Техника, 1978. 447 с.

4. Калінов А.П., Мельников В.О. Элементы автоматизованого електропривода. Кременчуг, 2014. 274 с.

5. Потапенко Е.М., Потапенко Е.Е. Робастые алгоритмы векторного управления. Запорожье: ЗНТУ, 2009. 352 с.

6. Пересада С.М., Ковбаса С.М., Красношапка Н.Д. Непряме векторне керування асинхронними двигунами з властивостями робастості та адаптації до змін активного опору ротора. Київ: НТУ України КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. 174 с.

7. Чепкунов Р.А. Застосування асинхронного електропривода з керуванням за реактивною потужністю. *Технічна електродинаміка*. 2023. №3. С. 42–49. DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2023.03.042>.

8. Чепкунов А.І. Цифро-аналогові і мікропроцесорні системи управління силових напівпровідникових перетворювачів. Запоріжжя: ЗДІА, 2007. 119 с.

9. Чепкунов Р.А. Спосіб керування асинхронним електроприводом з розширеним діапазоном регулювання швидкості. Патент на винахід України №125078, 2022.

REVERSIBLE ASYNCHRONOUS ELECTRIC DRIVE WITH REACTIVE POWER CONTROL

R.A. Chepkunov

Science-industrial enterprise “Elektronik, LTD”
st.Rustavy, 5 - 204, Zaporohzje, 69055, Ukraine.

E-mail: elektronick.ltd@gmail.com

The features of current reverse in a reversible electric drive with reactive power control are considered. It is shown that the reverse is fast-acting, providing fast-action in the entire range of speed control, including zero speed. This electric drive is cheaper and better quality compared to DC electric drive. References 7, figures 4.

Key words: asynchronous electric drive, induction motor, reverses of current.

1. Peresada S.M., Kovbasa S.N., Krijganovskiy V.P., Bovkunovich V.S. Control system for moment of induction motor of pull electric driver. *Industrial Electronics and Electronics*. 2007. No 1. Pp. 66-70. (Rus)

2. Perelmutter V.M., Sidorenko V.A. Control systems of thyristor electric drives of direct current. Moscow: Electroatomizdat, 1988. 304 p. (Rus)

3. Chizhenko I.M. Handbook of Converter Engineering. Kiev, Tekhnika, 1978. 447 p. (Rus)

4. Kalinov A.P., Melnikov V.O. Elements of automation electric drive. Kremenchug, 2014. 274 p.(Ukr)

5. Potapenko E.M., Potapenko E.E. Robust algorithms of the vector control of electric drive. Zaporohzje: ZNTU, 2009. 352 p. (Rus)

6. Peresada S.M., Kovbasa S.N., Krasnoshapka N.D. Indirect vector control of asynchronous motor with robust and adaptation for changing of active rotor resistance. Kyiv, 2020. 174 p. (Ukr)

7. Chepkunov R.A. Applying of asynchronous electric drive with reactive power control. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2023. No 3. Pp. 42 -49 (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2023.03.042>. (Ukr)

8. Chepkunov A.I. Digital-analog and microprocessor control systems of power semiconductor converters. Zaporohzje: ZDIA, 2007. 119 p. (Ukr).

9. Chepkunov R.A. Method of control of asynchronous electric drive with winding diapason of speed control.. Patent of innovation №125078, Ukraine, 2022. (Ukr)

Надійшла 17.08.2023
Остаточний варіант 03.01.2024

ПОБУДОВА МОДЕЛЕЙ ОПТИМАЛЬНОЇ ВЗАЄМОДІЇ ДЖЕРЕЛ РОЗОСЕРЕДЖЕНОЇ ГЕНЕРАЦІЇ ТА СИСТЕМ АКУМУЛЮВАННЯ ЕНЕРГІЇ У МЕЖАХ MICROGRID СИСТЕМ

Д.Г. Дерев'яно^{1*}, канд. техн. наук, К. Швірські^{2**}, докт. техн. наук,
¹Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
 пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна,
 e-mail: dereviankodenys@gmail.com
²Institute of Heat Engineering, Warsaw University of Technology,
 Nowowiejska 21/25, 00-665, Warsaw, Poland.

Досліджено проблеми інтеграції джерел розосередженої генерації (РГ) й нетрадиційних та відновлюваних джерел енергії (НВДЕ), а також систем акумулювання енергії у локальні електроенергетичні системи Microgrid. Запропоновано моделі Microgrid систем з різнотипними джерелами РГ та НВДЕ розглядати у рамках архітектури SGAM, а самі генерувальні установки РГ та системи акумулювання енергії (САЕ) розрізняти трьох типів: «Некеровані генерувальні установки РГ (Т1)», «Керовані генерувальні установки РГ (Т2)» та «Системи акумулювання енергії (Т3)» з подальшим поділом на підтипи. Такий спосіб дає можливість відображення різносторонньої взаємодії систем з джерелами РГ і НВДЕ та САЕ у рамках систем Microgrid. На основі запропонованого механізму формалізовано постановку задачі оптимальної взаємодії джерел РГ та САЕ у межах Microgrid систем у рамках теорії ігор. Запропоновано процедуру оптимізації у рамках формалізованої гри, котра ґрунтується на механізмах динамічної тарифікації та дає змогу знайти найоптимальніше рішення поставленої ігрової задачі. Бібл. 13, рис. 8, табл.1.

Ключові слова: Microgrid, джерела розосередженої генерації, оптимізація моделей систем з РГ, теорія ігор.

Вступ. Реорганізація енергетичної галузі за останні декілька десятиліть призвела до появи та розвитку нових низьковуглецевих джерел енергії відомих як нетрадиційні та відновлювані джерела енергії (НВДЕ) [1–4], технологій розосередженої генерації (РГ) та систем акумулювання електричної енергії (САЕ) [5], котрі, з одного боку, роблять джерела РГ більш керованими, а з іншого, – можуть виступати як генерувальні установки, у т.ч. у складі активних споживачів/просюмерів [6]. Об'єднання зазначених типів джерел РГ та САЕ розподільними електричними мережами (ЕМ) поблизу споживачів утворили цілий клас локальних електроенергетичних систем відомих як Microgrid [1, 6].

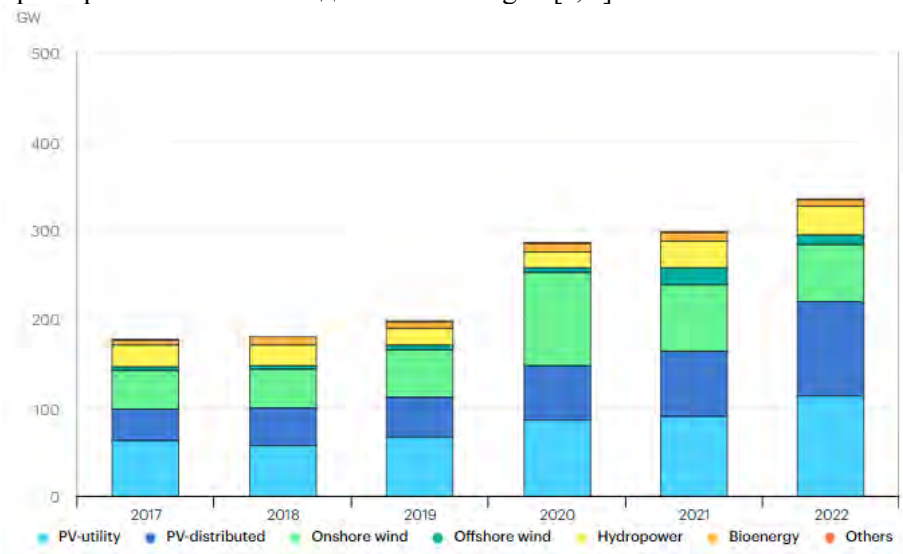


Рис. 1

Зростання частки генерування електричної енергії від джерел РГ та НВДЕ у загальному енергетичному балансі [3] (рис. 1) має ряд переваг та недоліків. Перевагами зростання низьковуглецевих генерувальних потужностей поблизу споживача є [1, 2, 7–9]: низький рівень забруднення навколишнього середовища; зниження втрат від передачі електричної енергії в ОЕС України; диверсифікація генерувальних потужностей; джерела РГ можуть працювати без обслуговування; відсутність необхідності транспортування первинного палива до джерела енергії. З іншого боку, значним недоліком більшості відновлюваних джерел енергії є нестабільність їхнього енергетичного потенціалу, що може призвести до відхилень частоти систем, напруги, реверсування потоків потужності, вплив на інші технічні параметри електромереж, і, як наслідок, до додаткових відключень, що впливають на надійність електроенергетичних систем [1, 2, 7, 10].

Із зростанням частки НВДЕ у генерувальних потужностях ОЕС України постає завдання залучення джерел РГ, у т.ч. на основі інверторного обладнання до поліпшення сервісів надійності ЕМ, зокрема таких, як прискорене частотне регулювання, гнучка і швидка зміна потужності і підтримка регулювання напруги в електромережі [10]. Вирішення цих завдань заплановане шляхом реалізації «Плану заходів, щодо реалізації Концепції впровадження “розумних мереж” в Україні до 2035 року» [10], який передбачає реалізацію пілотних проектів з побудови Microgrid систем. Оскільки зі зростанням частки генерованої електроенергії від джерел РГ збільшується їх вплив на параметри режимів ЕМ Microgrid систем, це призводить до необхідності розробки методології агрегування різнотипних джерел РГ та САЕ у межах Microgrid систем з джерелами РГ та НВДЕ задля забезпечення оптимальної їхньої взаємодії з централізованою енергосистемою [1, 4, 6], котра створить умови задля забезпечення відповідних параметрів якості електропостачання та надійності.

Метою роботи є підвищення ефективності функціонування Microgrid систем з джерелами розосередженої генерації та систем акумулювання енергії шляхом впровадження оптимального механізму агрегації, що стимулюватиме означені джерела та системи акумулювання до активної взаємодії з урахуванням технічних особливостей та режимів їхньої роботи.

Формалізація задачі оптимізації у рамках взаємодії Microgrid систем з ОЕС України. У [4] запропоновано для вирішення задачі синтезу моделей Microgrid систем з ОЕС України використовувати елементи теорії ігор. Також формалізовано оптимізаційні задачі для оператора системи розподілу (ОСР/ DSO) та оператора Microgrid, а також вимоги до синтезованої системи з джерелами РГ (рис. 2).

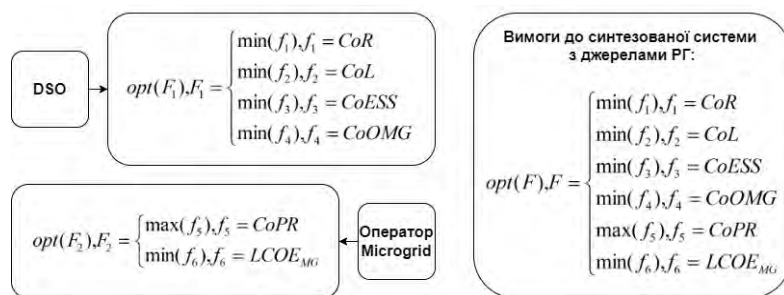


Рис. 2

Якщо задачу теоретико-ігрового синтезу моделі системи Microgrid з джерелами РГ та НВДЕ з централізованими електроенергетичними системами можна формалізувати у вигляді статичної гри з повною інформацією, як це показано у [4], то задача оптимального балансування енергопотоків всередині самих систем Microgrid є більш складною та багатофакторною.

Задля вирішення задачі агрегації різнотипних генерувальних установок РГ та САЕ оператором/агрегатором Microgrid системи у такій постановці формалізуємо гру що буде відображати усі можливі стратегії гравців. У таку гру $G = \langle I, S, u \rangle$ грають дві різні групи гравців, а саме: генерувальні установки РГ та САЕ (DER) – *Distributed Energy Resources* та оператори/агрегатори Microgrid (MGA). Набір гравців представлений наступним чином:

$$I = \{ DER_1, DER_2, \dots, DER_N, MGA_1, MGA_2, \dots, MGA_M \}.$$

Генерувальні установки РГ та САЕ є суб'єктами, що надають послуги з генерування електроенергії в досліджуваній Microgrid системі. Агрегатори Microgrid мають за мету отримати максимальний дохід від взаємодії з Оператором системи розподілу (ОСР/DSO) на локальному ринку електроенергії. DSO має на меті зменшити навантаження на розподільні мережі в прогнозовані періоди пікового споживання електроенергії та залучити менш «дорогих» постачальників електроенергії задля покриття пікового попиту на електричну енергію. Запропоновано шлях досягнення вищезазначених цілей, а саме: залучення різноманітних програм керування попитом

(*DSM*), які стимулюватимуть власників РГ та САЕ до активної поведінки за рахунок додаткових виплат до тарифів, що діють на ринку.

У відповідності до своїх завдань у цій грі кожен набір гравців матиме різні стратегії. Стратегії *DER* будуть

$$S_{DERi} = \{ "DSM", "BAU" \},$$

де *BAU* – генерування електричної енергії у мережу без участі в програмах керування попитом (*DSM*), *DSM* – залучення до різноманітних програм *DSM* та допоміжних послуг на ринку електричної енергії.

Стратегіями операторів/агрегаторів *Microgrid* будуть

$$S_{MGAi} = \{ "B", "NB", "PN", "PNP" \},$$

де *B/NB* – бонусний платіж/відсутність бонусного платежу від *MGA* генерувальним установкам РГ та САЕ у разі участі останніх в програмах керування попитом (*DSM*) з урахуванням додаткового прибутку *MGA* від цього, *PN/NPN* – штрафний платіж/відсутність штрафного платежу у разі невиконання стратегії *DSM* та з урахуванням прибутку/збитків *MGA* від цього.

Дохід кожного комплексу гравців можна виразити наступною функцією виграшу:

$$u_{DERi} = \{0,1\},$$

де 0 – базовий дохід від електричної енергії, проданої на локальному ринку електроенергії (з урахуванням нарахованих штрафів, за наявності останніх), 1 – дохід, з урахуванням додаткового прибутку від участі в різних програмах *DSM* та надання допоміжних послуг;

$$u_{MGAi} = \{0,1\},$$

де 0 – базовий дохід, 1 – дохід з урахуванням додаткових надходжень у разі участі *DER* у програмах керування попитом та надання допоміжних послуг.

Дослідивши структуру *Microgrid* систем з джерелами РГ та САЕ та режими їх функціонування, доцільним є проведення процедури синтезу означених елементів у єдину систему проводити у вигляді динамічної гри з неповною інформацією.

Більш того для розв'язання оптимізаційної задачі доцільним є створення спеціального механізму $M = \langle A, g \rangle$. Поняття «механізм» (M) з точки зору теорії ігор можна розглядати як правила гри, котрі можуть забезпечити найбільшу користь кожному з гравців.

Наше завдання: придумати такі правила гри, за яких електрична енергія генерована генерувальними установками РГ (гравцями i) була продана через агрегатора(ів) *Microgrid* (гавцями j) на ринку електричної енергії за максимальною ціною, яку можна отримати у т.ч. за рахунок надання допоміжних послуг. Іншими словами, необхідно, щоб при кожному даному профілі типів гравців у грі з неповною інформацією, яка відповідає роботі агрегатора *Microgrid* на ринку електричної енергії за участю цих гравців, реалізовувався якийсь конкретний результат. Формалізувавши дане завдання, отримаємо функцію $f: T \rightarrow C$ (функцію громадського вибору «*Social choice function*»), котра буде визначати результат, реалізації якого агрегатор *Microgrid* міг би домогтися залежно від графіку генерування та обсягів згенерованої електроенергії генерувальними установками РГ, які визначають типи гравців. Задля отримання оптимальних для усіх гравців результатів можна створити умови, щоб за кожного профілю типів гравців потрібний профіль дій був рівновагою Неша (можливо, не єдиним профілем з такою рівновагою) у грі з неповною інформацією.

Побудова необхідного механізму повинна ґрунтуватися на принципі «відвертості». Таким чином, пошук необхідного механізму зведеться до механізмів, котрі спонукатимуть усіх гравців чесно повідомляти агрегатору системи *Microgrid* свої типи та діяти відповідно до отриманих від агрегатора *Microgrid* стратегій. Більш того, задля реалізації принципу відвертості відповідний механізм M має бути «спонукально сумісним», тобто механізм повинен «спонукати» гравців правдиво розкривати свої типи [11].

Отже, механізм M можна вважати «спонукально сумісним», якщо у грі G_M домінуючою Баєсовською стратегією кожного гравця i є правдиве сповіщення агрегатора системи *Microgrid* щодо своєї функції «переваги»

$$\tilde{s}_i(u_i) = u_i, i = 1, \dots, n.$$

У такому випадку, згідно визначення домінуючої Баєсовської стратегії [11], можна вважати механізм M «спонукально сумісним», якщо для $i=1, \dots, n$ та усіх $u_{-i} \in U_{-i}$ справедливою буде нерівність

$$u_i(f(u_i, u_{-i})) - p_i(u_i, u_{-i}) \geq u_i(f(\bar{u}_i, u_{-i})) - p_i(\bar{u}_i, u_{-i}), \quad u_i, \bar{u}_i \in U_i.$$

Оскільки домінуюча Баєсовська ситуація рівноваги є Баєсовським рівноважним станом за будь-яких уявленнях кожного окремого гравця щодо типів решти гравців, то «спонукально сумісний» механізм є «спонукально сумісним» у Баєсовському сенсі за будь-якій системі уявлень $\{\mu_i\}_{i=1}^n$. Також «спонукально сумісний» у Баєсовському сенсі механізм M реалізує функцію громадського вибору f .

Однією з найчастіше використовуваних функцій «громадського вибору» (Social choice function) є функція, для якої найбільш бажаним є результат $a \in A$, вибір якого є переважним для усіх гравців $\sum_{i=1}^n u_i(a)$.

У разі формалізації відповідної сигнальної гри слід брати до уваги умовний поділ джерел РГ та САЕ на типи [4] у рамках побудови Microgrid системи на основі моделі SGAM [6, 8]. Таким чином, відповідне дерево гри, котре відображає механізм взаємодії джерел РГ та САЕ з оператором Microgrid матиме вигляд, що показаний на рис. 3.

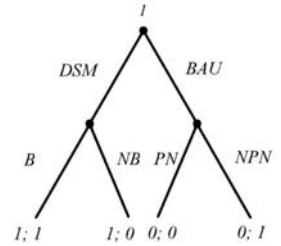


Рис. 3

А з урахуванням типів джерел РГ та САЕ для відображення моделі агрегування різнотипних джерел РГ та САЕ у одну Microgrid систему слід використовувати наступні типи: «Некеровані генерувальні установки РГ (T_1)», «Керовані генерувальні установки РГ (T_2)» та «Системи акумулювання енергії (T_3)». Таким чином для кожного типу DER буде застосовуватися окрема цінова модель, що буде відображати можливості установки певного типу працювати за певним профілем на ринку електричної енергії у різних тарифних зонах та надавати допоміжні послуги.

Тоді гра $G^* = \langle I, S, u \rangle$ у такому випадку буде гратися двома наборами гравців, а саме: DER типу $T1/DER$ типу $T2/DER$ типу $T3/prosumer$ та операторами/агрегаторами Microgrid (MGA). Набір гравців представлений наступним чином:

$$I = \{DER_{T1-1} \dots DER_{T1-N}, DER_{T2-1} \dots DER_{T2-N}, DER_{T3-1} \dots DER_{T3-N}, MGA_1, MGA_2 \dots MGA_M\}.$$

Кожен набір гравців матиме власні унікальні стратегії. Стратегії DER :

$$S_{DER_{T_i-i}} = \{ "DSM", "BAU" \},$$

де BAU – генерування електричної енергії у мережу без участі в програмах керування попитом (DSM), DSM – залучення до різноманітних програм DSM та допоміжних послуг на ринку електричної енергії.

Стратегіями операторів/агрегаторів Microgrid будуть

$$S_{MGA_i} = \{ "B", "NB", "PN", "PNP" \},$$

де B/NB – бонусний платіж/відсутність бонусного платежу від MGA генерувальним установкам РГ та САЕ у разі участі останніх в програмах керування попитом (DSM) з урахуванням додаткового прибутку MGA від цього; PN/NPN – штрафний платіж/відсутність штрафного платежу у разі невиконання стратегії DSM та з урахуванням прибутку/збитків MGA від цього.

До визначених типів генерувальних установок РГ відповідний механізм можна зобразити послідовністю дій, показаної на рис. 4.

Відповідно до зазначених особливостей слід означити наступні типи гравців для генерувальних установок РГ та САЕ.

1. *Некеровані генерувальні установки РГ (T_1):* t_1 – сонячні електростанції (СЕС); t_2 – вітрові електростанції (ВЕС).

2. *Керовані генерувальні установки РГ (T_2):* t_3 – сонячні електростанції з системами акумулювання енергії (СЕС з САЕ); t_4 – вітрові електростанції з системами акумулювання енергії (ВЕС з САЕ); t_5 – малі гідроелектростанції (МГЕС); t_6 – паливні комірочки; t_7 – дизельгенератори (ДГ); паро-газові установки (ПГУ) та газотурбінні установки (ГТУ), у т.ч. установки на біопаливі.

3. *Системи акумулювання енергії (T_3):* t_8 – активний споживач (Prosumer) з системами акумулювання енергії (САЕ).

Реалізацію механізму M , наведеного на рис. 4, можна для наочності зобразити у вигляді дерева гри, яке відображає механізм взаємодії джерел РГ та САЕ типів $T1, T2$ та $T3$ з MGA , представлено на рис. 5.

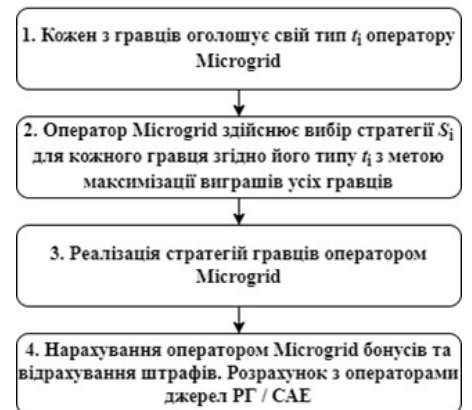


Рис. 4

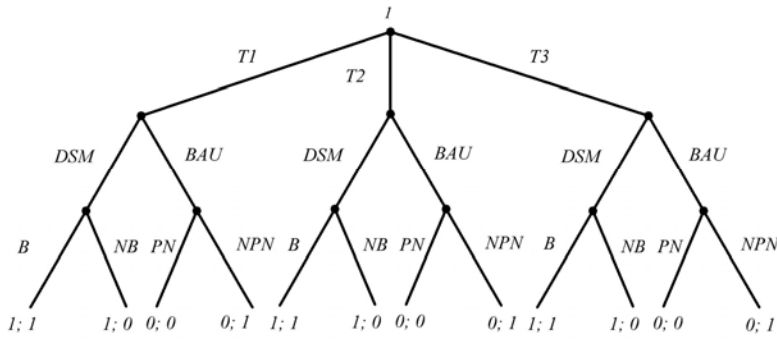


Рис. 5

Microgrid, P_{ref} – очікуваний розрахунковий дохід оператора *Microgrid* за умови, що усі гравці правдиво повідомили свої типи і працювали у відповідності до нього, p_i – дохід i -го оператора РГ/САЕ до моменту нарахування бонусів/штрафів, ω_i – ваговий коефіцієнт i -го оператора РГ/САЕ який відповідає його частці від недоотриманого прибутку оператором *Microgrid* під час реалізації електроенергії від різних гравців (РГ/САЕ).

Спосіб нарахування бонусів

$$B = \begin{cases} p_i + (P - P_{ref}) \cdot \omega_i, & P - P_{ref} > 0 \\ 0, & P - P_{ref} \leq 0 \end{cases},$$

де P – фактичний дохід оператора *Microgrid*, P_{ref} – очікуваний розрахунковий дохід оператора *Microgrid* за умови, що усі гравці правдиво повідомили свої типи і працювали у відповідності до нього, p_i – дохід i -го оператора РГ/САЕ до моменту нарахування бонусів/штрафів, ω_i – ваговий коефіцієнт i -го оператора РГ/САЕ який відповідає його частці від недоотриманого прибутку оператором *Microgrid* під час реалізації електроенергії від різних гравців (РГ/САЕ).

У розгорнутому вигляді з урахуванням деталізації типів генерувальних установок РГ та САЕ ($t_1, t_2 \in T_1, t_3-t_7 \in T_2, t_8 \in T_3$) запропонований механізм матиме вигляд, зображений на рис. 6.

При чому спосіб нарахування штрафів

$$PN = \begin{cases} 0, & P - P_{ref} \geq 0 \\ p_i - (P_{ref} - P) \cdot \omega_i, & P - P_{ref} < 0 \end{cases}$$

де P – фактичний дохід оператора

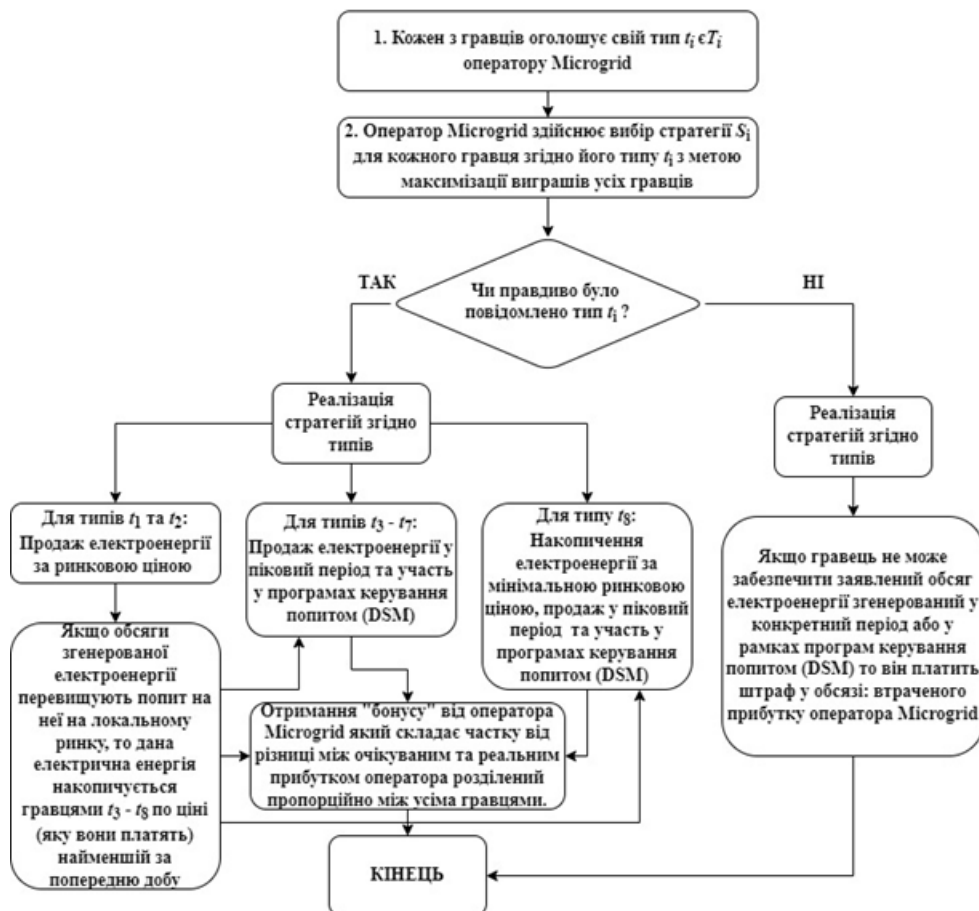


Рис. 6

$$P_{ref} = \sum_{i=1}^n p_{iDSO} \cdot q_{iRES/ESS} - \sum_{i=1}^n p_{iMG} \cdot q_{iRES/ESS} \quad \text{— за умови що всі типи правдиві,}$$

$$P = \sum_{i=1}^n p_{iDSO} \cdot q_{iRES/ESS} - \sum_{i=1}^n p_{iMG} \cdot q_{iRES/ESS} \quad \text{— за умови що не всі типи правдиві,}$$

де P – фактичний дохід оператора *Microgrid*; P_{ref} – дохід оператора *Microgrid* за умови, що усі гравці правдиво повідомили свої типи і працювали у відповідності до нього; p_{iDSO} – ціна, за якою оператор *Microgrid* продає електричну енергію, згенеровану за розрахунковий період від i -го оператора РГ/САЕ на локальному ринку; p_{iMG} – цін, за якою оператор *Microgrid* купує електричну енергію, згенеровану за розрахунковий період від i -го оператора РГ/САЕ на локальному ринку; q_i – обсяги електричної енергії, згенеровані за розрахунковий період від i -го оператора РГ/САЕ.

$P = P_{ref}$, якщо всі типи РГ/САЕ правдиві і оператори РГ/САЕ працювали у відповідності до нього.

Як видно з рис. 7, за такої постановці гри оптимальним за Нешем алгоритмом роботи *Microgrid* систем з джерелами РГ та САЕ буде пара стратегій: $S_i = \{ "DSM", "B" \}$ (що підтверджують результати моделювання у програмному продукті «Game Theory Explorer» [12]). Також запропонований Механізм враховує непостійність потенціалу різномісних джерел РГ (рис. 6). Так, у разі генерування обсягів електричної енергії, які перевищують узгоджений з *MGA* профіль роботи *DER*, надлишки згенерованої електричної енергії накопичуються САЕ типів $t_3 - t_8$, а у разі відсутності таких типів у структурі *Microgrid* системи передаються в загальну мережу. У випадку, коли *DER* генерують менше, ніж вказано

в узгодженому з *MGA* профілі, нестача електричної енергії покривається із загальної мережі. Тоді другою за оптимальністю парою стратегій буде: $S_j = \{ "BAU", "NPN" \}$. У випадку, коли це неможливо, *DER* сплачує за недовідпуск електроенергії (що і є «штрафним» платежем, передбаченим даним Механізмом).

Як приклад розглянемо *Microgrid* систему з активним споживачем, який має у своєму розпорядженні САЕ, та ефективність роботи такої системи через оператора *Microgrid* на ринку електричної енергії.

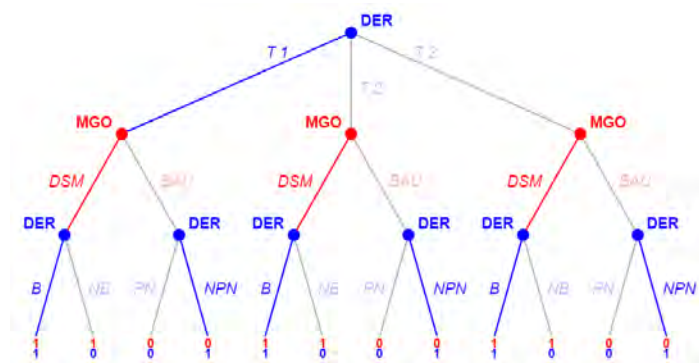


Рис. 7

Враховуючи великий діапазон добових цін на РДН (рис. 8 [13]), за обраний для розрахунку час – серпень 2021 року – оцінимо можливість САЕ для реалізації стратегії «*DSM*», а саме, заряджання по найнижчій ціні на ринку та розряджання його у пікові періоди по самій високій ціні на ринку.

Для цього порахуємо його роботу у процесі накопичення електричної енергії в нічні години доби та відпуску у період вечірнього максимуму.

У обраному періоді для заданої системи у таблиці наведено результати розрахунку моделювання стратегії «*DSM*» для САЕ впродовж місяця через оператора *Microgrid* (*MARR*

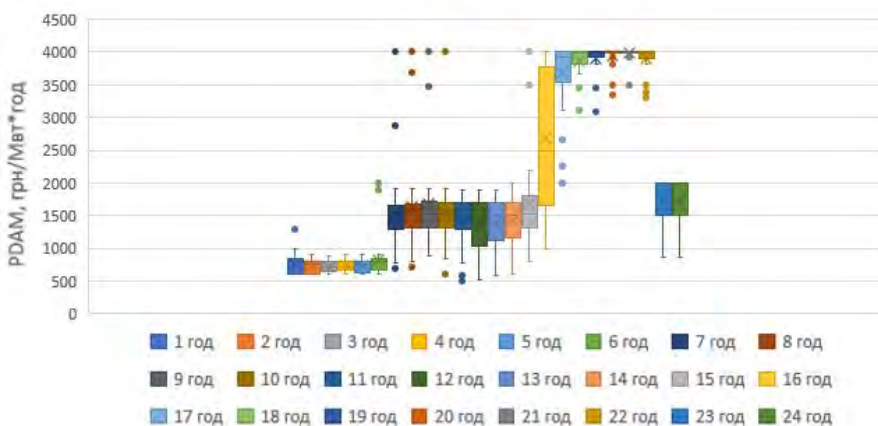


Рис. 8

останнього у розрахунках прийнято за 10%), що свідчить про економічну доцільність участі САЕ у роботі ринку електричної енергії аніж забезпечення власних потреб. Останнє наглядно ілюструє доцільність реалізації оптимальної пари стратегій $S_i = \{ "DSM", "B" \}$ на прикладі типу гравців « t_8 ».

При реалізації стратегії «DSM» САЕ при взаємодії з агрегатором Microgrid:	Агрегатор Microgrid	САЕ	Всього
Кількість циклів заряду/розряду за період серпня 2021		31	31
Загальні витрати з усіх циклів заряджання, грн		-145 596	-145 596
Загальна виручка з усіх циклів розряджання, грн	797 387		797 387
Потенційний дохід, грн	65 179	586 611	651 790
Дохід із одного циклу	2 102	18 923	21 025

Висновки. За результатами дослідження формалізовано механізм взаємодії генерувальних установок РГ та САЕ трьох типів: «Некеровані генерувальні установки РГ (Т1)», «Керовані генерувальні установки РГ (Т2)» та «Системи акумулювання енергії (Т3)» з агрегатором/оператором Microgrid. Його особливістю є те, що він дає змогу врахувати параметри функціонування та режими роботи різноманітних джерел РГ та САЕ на перших двох етапах, коли власники РГ/САЕ повідомляють агрегатору свої типи, а агрегатор в свою чергу обирає для них стратегії роботи, котрі принесуть найбільшу вигоду для усіх сторін. На третьому та четвертому етапі відбувається приведення узгоджених стратегій до фактичних умов шляхом можливого додаткового заохочення (нарахування додаткових бонусних платежів та відрахування штрафів) для генерувальних установок різного типу. Таким чином, даний механізм спонукає усіх гравців до оптимальної взаємодії з агрегатором/оператором Microgrid задля максимізації власного виграшу, що не суперечить стратегії отримання максимального прибутку агрегатором/оператором Microgrid. Наведені результати моделювання підтверджують оптимальність стратегій $S_i = \{“DSM”, “B”\}$ агрегатора та власників РГ/САЕ, оскільки їх реалізація є рівновагою за Нешем для кожного типу РГ/САЕ у разі взаємодії з агрегатором. Числові розрахунки ілюструють результат роботи запропонованого механізму на прикладі реалізації оптимальних стратегій взаємодії агрегатора та типу гравців $t_8 \in T_3$.

З урахуванням отриманих результатів запропонований механізм може бути впроваджений у рамках реалізації плану заходів щодо реалізації Концепції впровадження “розумних мереж” в Україні до 2035 року при побудові Microgrid систем задля підвищення надійності ЕМ та якості електропостачання за умови, що всі джерела РГ та власники САЕ зможуть продавати згенеровану електричної енергії лише через оператора/агрегатора Microgrid.

1. Ackerman T., Knyazkin V. Interaction between distributed generation and the distribution network. Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia Pacific IEEE/PES. 2000. Vol. 2. Pp 1357–1362.
2. Esposito G., Zaninelli D., Lazaroiu G. C., Golovanov N., Impact of embedded generation on the voltage quality of distribution networks. 2007 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, Barcelona, Spain, 2007, pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPQU.2007.4424154>.
3. Renewables. URL: <https://www.iea.org/energy-system/renewables> (дата звернення 30.10.2023)
4. Денисюк С.П., Дерев'янюк Д.Г., Белоха Г.С. Синтез моделей локальних електроенергетичних систем з джерелами розосередженої генерації. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 4. С. 60–69. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.04.048>
5. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Parus E.V., Trach I.V. Evaluation of efficiency of use of energy storadge system in electric networks. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 4. Pp. 44–54. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.044>
6. Денисюк С.П., Дерев'янюк Д.Г., Белоха Г.С., Зайченко С.В. Цінові моделі агрегування для Microgrid систем з розосередженими джерелами енергії. *Енергетика: економіка, технології, екологія*. 2022. № 3. С. 7–12. DOI: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.3.2022.270225>
7. Blinov I.V., Trach I.V., Parus Ye. V., Derevianko D.H., Khomenko V.M. Voltage and reactive power regulation in distribution networks by the means of distributed renewable energy sources. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2022. No 2. Pp. 60–69. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.060>
8. Trivedi R., Patra S., Sidqi Y., Bowler B., Zimmermann F., Deconinck G., Papaemmanouil A., Khadem S. Community-Based Microgrids: Literature Review and Pathways to Decarbonise the Local Electricity Network. *Energies*. 2022; 15(3):918. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15030918>
9. Khan Ahsan Raza; Mahmood Anzar; Safdar Awais; Khan Zafar A.; Khan Naveed Ahmed. Load forecasting, dynamic pricing and DSM in smart grid: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2016. Vol. 54. Pp. 1311–1322. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.10.117>
10. Про схвалення Концепції впровадження “розумних мереж” в Україні до 2035 року: Розпорядж. Каб. Міністрів України від 14.10.2022 р. № 908-р. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/908-2022-p#Text>. (дата звернення 30.10.2023).

11. L. Hurwicz. On informationally decentralized systems. In Decision and Optimization. Radner and McGuire. North-Holland, Amsterdam, 1972.
12. Game Theory Explorer. URL: <http://www.gametheoryexplorer.org/> (дата звернення 30.10.2023)
13. DAM Indexes and average weighted prices. URL: <https://www.oree.com.ua/index.php/indexes> (дата звернення 30.10.2023)

MODELS OF THE OPTIMAL INTERACTION OF DG SOURCES AND THE ENERGY STORAGE SYSTEMS WITHIN MICROGRIDS

D.H. Derevianko¹, K. Swirski²,

¹National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»
Beresteiskyi ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine e-mail: dereviankodenvs@gmail.com

²Institute of Heat Engineering, Warsaw University of Technology,
Nowowiejska 21/25, 00-665, Warsaw, Poland

The Problems of integration of DG and RES, as well as energy storage systems (ESS) in the Microgrid systems are investigated in this paper. It is proposed to consider Microgrid models of systems with different types of DG and RES (DER) within the framework of the SGAM architecture, and to distinguish three types of DG and ESS: "Non controllable DER (T1)", "Controllable DER (T2)" and "DER with storage systems (T3)" with further division into subtypes. This method makes it possible to display the multifaceted interaction of systems with DER and ESS within the framework of Microgrid systems. On the basis of the proposed mechanism, the formulation of the problem of optimal interaction of DG sources and ESS within the boundaries of Microgrid systems within the framework of game theory is formalized. An optimization procedure is proposed within the framework of a formalized game, which is based on mechanisms of dynamic pricing and allows to find the most optimal solutions for the game task. References 13, Figures 8, table 1.

Key words: Microgrid, distributed generation, , optimization of system models with BG, game theory.

1. Ackerman T. Knyazkin V. Interaction between distributed generation and the distribution network. Transmission and Distribution Conference and Exhibition: *Asia Pacific IEEE/PES*. 2000. Vol. 2. Pp 1357–1362.
2. Esposito G., Zaninelli D., Lazaroiu G. C., Golovanov N., Impact of embedded generation on the voltage quality of distribution networks. *2007 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, Barcelona, Spain, 2007, pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPQU.2007.4424154>.
3. Renewables. URL: <https://www.iea.org/energy-system/renewables> (accessed at 30.10.2023)
4. Denysiuk S.P., Derevianko D.H., Bielokha H.S. Syntez modelei lokalnykh elektroenerhetychnykh system z dzhерelamy rozoseredzhenoi heneratsii. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2022. No 4. Pp. 60–69. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.04.048>
5. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Parus E.V., Trach I.V. Evaluation of efficiency of use of energy storage system in electric networks. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2021. No 4. Pp. 44–54. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2021.04.044>
6. Denysiuk S.P. Derevianko D.H., Bielokha H.S., Zaichenko S.V. Tsinovi modeli ahrehuvannia dlia Microgrid system z rozoseredzhenymy dzhерelamy enerhii. *Enerhetyka: ekonomika, tekhnolohii, ekolohiia*. 2022. No 3. Pp. 7–12. DOI: <https://doi.org/10.20535/1813-5420.3.2022.270225>
7. Blinov I.V., Trach I.V., Parus Ye. V., Derevianko D.H., Khomenko V.M. Voltage and reactive power regulation in distribution networks by the means of distributed renewable energy sources. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2022. No 2. Pp. 60–69. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.060>
8. Trivedi R., Patra S., Sidqi Y., Bowler B., Zimmermann F., Deconinck G., Papaemmanouil A., Khadem S. Community-Based Microgrids: Literature Review and Pathways to Decarbonise the Local Electricity Network. *Energies*. 2022; 15(3):918. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15030918>
9. Khan, Ahsan Raza; Mahmood Anzar; Safdar Awais; Khan Zafar A.; Khan Naveed Ahmed. Load forecasting, dynamic pricing and DSM in smart grid: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2016. Vol. 54. Pp 1311–1322. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.10.117>
10. On approval of the Concept of implementation of "smart networks" in Ukraine by 2035: Order. Kab. of the Ministers of Ukraine dated 14.10.2022 No. 908. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/908-2022-p#Text>. (Accessed at 30.10.2023). (Ukr)
11. L. Hurwicz. On informationally decentralized systems. In Decision and Optimization. Radner and McGuire. North-Holland, Amsterdam, 1972.
12. Game Theory Explorer. URL: <http://www.gametheoryexplorer.org/> (accessed at 30.10.2023)
13. DAM Indexes and average weighted prices. URL: <https://www.oree.com.ua/index.php/indexes> (accessed at 30.10.2023)

Надійшла 19.10.2023
Остаточний варіант 29.11.2023

ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ БАГАТОФАКТОРНИХ КОРОТКОСТРОКОВИХ ПРОГНОЗІВ ГЕНЕРАЦІЇ СОНЯЧНИХ ЕЛЕКТРОСТАНЦІЙ НА ОСНОВІ ШТУЧНОЇ НЕЙРОННОЇ МЕРЕЖІ

В.О. Мірошник*, канд.техн.наук, **С.С. Лоскутов****.

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: miroshnyk.volodymyr@gmail.com

Статтю присвячено розвитку моделей прогнозування відпуску електроенергії промисловими сонячними електростанціями на основі штучних нейронних мереж та використання числового прогнозу погоди. Актуальність дослідження обумовлена необхідністю зменшення витрат, пов'язаних з небалансами виробників з відновлюваних джерел енергії (ВДЕ), які іноді сягають 50% відпущеної електроенергії, а також зростанням небалансів таких виробників в ОЕС України. Загальні небаланси виробників з ВДЕ сьогодні зумовлені падінням на 45% виробництва зеленої електроенергії, зокрема і внаслідок того, що у південних і південно-східних регіонах бойові дії пошкодили або знищили 75% вітрових електростанцій і 15% сонячних станцій. Підвищення та стабільності прогнозування відпуску електроенергії такими виробниками можуть значно скоротити витрати на небаланси. Розроблено різні методи агрегації для 15-хвилинних значень вироблення зеленої енергії, щоб підвищити точність прогнозування для 1, 2 та 24-годинних інтервалів. Досліджено потенційні переваги використання значень числового прогнозу погоди (NWP) задля підвищення точності прогнозу. Проаналізовано вплив зовнішніх факторів на точність прогнозів з різною глибиною. У процесі дослідження використовувалися дві сучасні моделі рекурентної нейронної мережі, LSTM і GRU, з різними часовими послідовностями. Бібл. 14, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: короткострокове прогнозування, нейронні мережі, рекурентні нейронні мережі, сонячні електростанції, СЕС.

Вступ. Загальна потужність всіх об'єктів «зеленої» енергетики України на початок 2022 року сягнула 9,6 ГВт, у тому числі промислові сонячні електростанції (СЕС) – 6,4 ГВт, вітрові електростанції (ВЕС) – 1,7 ГВт. Більшість промислових електростанцій з відновлюваних джерел енергії (ВДЕ), а саме до 60% СЕС та понад 85% ВЕС зосереджені у південних та південно-східних областях України, де наразі відбуваються активні бойові дії, через що близько 75% (1,3 ГВт) ВЕС та 15% (1 ГВт) СЕС знищено, пошкоджено або знаходяться під окупацією. Відтак, у 2022 році в енергетичну систему України поставлено лише 7,6 млрд кВт·год замість 13,6 млрд кВт·год «зеленої» електроенергії, тобто падіння виробництва електроенергії з ВДЕ складе близько 45%.

Також, важливим питанням є моделювання нормальних та аномальних режимів роботи енергосистеми в умовах вимушеної зміни топології мережі та аварійного відключення генеруючого обладнання ТЕС [1]. На додачу до стохастичного характеру генерації з ВДЕ подібні ефекти створюють додаткову невизначеність стосовно майбутніх параметрів режиму роботи енергосистеми. Тому врахування прогнозів обсягу генерації СЕС є необхідною умовою під час розробки квазідинамічної моделі ОЕС України [2]. Для виробників електричної енергії з СЕС питання зниження витрат, пов'язаних з небалансами, є вкрай актуальним. За даними Асоціації сонячної енергетики України в деякі місяці 2022 року витрати на покриття небалансів сягали 50% від вартості відпущеної електроенергії. Вдосконалення моделей та методів прогнозування обсягів генерації СЕС дасть змогу суттєво знизити дані витрати. Згідно чинного законодавства для учасників балансууючої групи ДП «Гарантований покупець» відповідальність за небаланси настає у разі відхилення фактичної генерації від прогнозу на 5% для СЕС та на 10% для ВЕС. Станції з встановленою потужністю вище 1 МВт відшкодовують повну вартість витрат, які несе ДП «Гарантований покупець» через врегулювання їхніх небалансів.

Метою статті є аналіз результатів використання запропонованої багатофакторної моделі прогнозування генерації СЕС, дослідження впливу метеорологічних факторів на точність прогнозу та

формування рекомендацій щодо підвищення точності короткострокових прогнозів генерації СЕС на основі виконаних досліджень.

Задля розробки моделі та оцінювання її ефективності було використано дані СЕС, розміщених в Китаї [3, 4,] з дискретністю в 15 хвилин. Для кожної станції наведено значення метеорологічних факторів, а саме: повне сонячне випромінювання (*nwp_globalirrad*), пряме сонячне випромінювання (*nwp_directirrad*), температуру повітря (*nwp_temperature*), вологість (*nwp_humidity*), швидкість (*nwp_windspeed*) та напрямок вітру (*nwp_winddirection*), тиск (*nwp_pressure*). Інформація про метеорологічні фактори отримано за допомогою числового прогнозу погоди (*nwp*, numerical weather prediction). Дані про метеорологічні фактори та генерацію представлено у вигляді матриці $\square^{k \times l}$. Додатково введено змінну, яка відображає час доби. Станції стаціонарного типу, без відстеження оптимального кута нахилу.

На рис. 1 зображено «теплову карту» матриці кореляцій генерації, часу доби та метеорологічних факторів. Чим світліший колір тим ближче значення коефіцієнту кореляції Пірсона до 1.

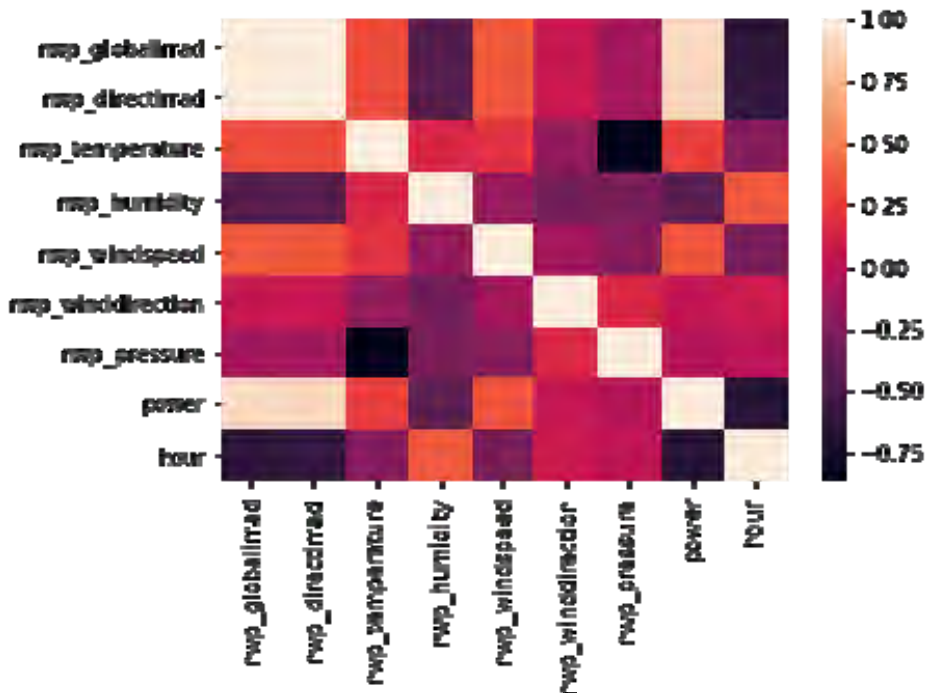


Рис. 1.

Розрахунок матриці кореляцій очікувано показав найвищий рівень взаємозв'язку між сонячним випромінюванням на потужність генерації. Значна антикореляція між часом та навантаженням пояснюється особливістю кодування змінної часу. В подальшому змінну прямого сонячного випромінювання було виключено з аналізу та не враховано в моделі, оскільки вона є складовою повного сонячного випромінювання, що підтверджується значенням кореляції близьким до 1. Перед використанням значення метеорологічних факторів було стандартизовано

рологічних факторів було стандартизовано

$$z_{i,j} = (x_{i,j} - m_j) / s_j, \quad i \in (1..k), \quad j \in (1..l), \quad (1)$$

де $x_{i,j}$ – i -й елемент j -ого стовбця; m_j – середнє арифметичне значення випадкової величини j ; s_j – стандартне відхилення випадкової величини j .

Значення потужності також масштабується відносно встановленої потужності, тобто прогнозною величиною є коефіцієнт використання потужності. Такий підхід дає змогу пришвидшити процес навчання нейронної мережі, підвищити робастність моделі, оскільки за функцію можна використовувати логістичну сигмоїду. Прогнозування коефіцієнту використання потужності надає можливість використовувати нейронну мережу, навчену на даних однієї станції, для прогнозування генерації іншої станції. Додатково об'єднання даних з різних СЕС задля розширення навчальної вибірки дає можливість підвищити точність прогнозів для станцій, які працюють відносно недовго або тільки запустилися.

Для входу в мережу дані було трансформовано у тривимірний тензор (n, s, k), де n – кількість спостережень, s – кількість часових послідовностей, k – кількість факторів у кожній часовій послідовності. За оцінку похибки прогнозу використовується величина

$$RSMEp = \frac{RMSE}{p} 100\%, \quad (2)$$

де $RMSE$ – середньоквадратична похибка, МВт; P – встановлена потужність станції, МВт.

Точність в такому випадку може бути виражена як $1 - RMSEp/100$.

Багатофакторна модель для короткострокового прогнозування генерації СЕС на базі рекурентної нейронної мережі. З набуттям популярності теорії машинного навчання розроблено

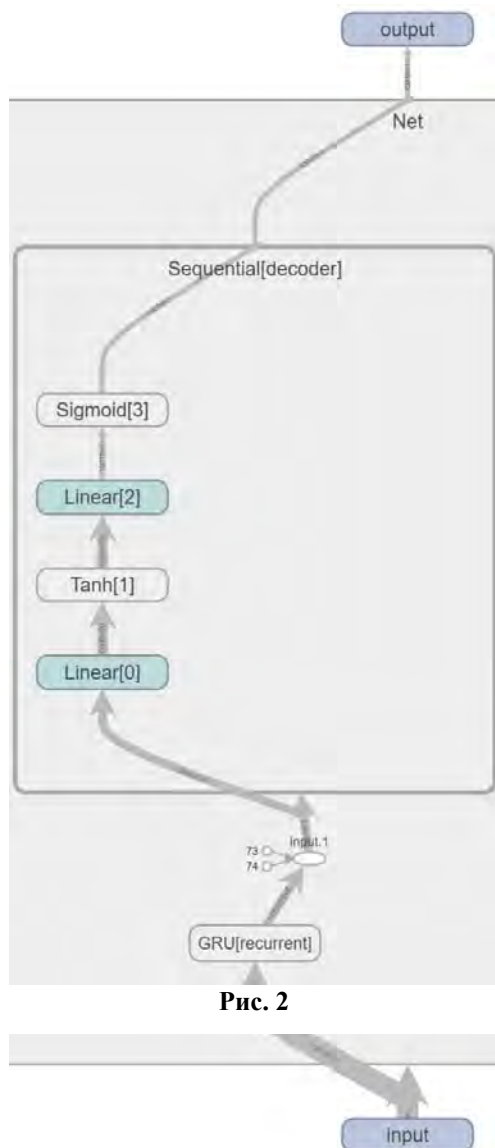


Рис. 2

досить багато моделей для прогнозування генерації СЕС на основі штучних нейронних мереж (НМ). В роботі [5] запропоновано гібридну модель, яка включає елементи НМ та класичної авторегресійної моделі. В [6] результати прогнозу декількох нейронних мереж глибокого навчання порівнюються з прогнозами, отриманими за допомогою математичної фізичної моделі СЕС, яка відображає фізику процесу. Для порівняння використали багатосаровий перцептрон, LSTM-модель, DBN, Auto-LSTM та як математичну модель – P-PVFM. Методи глибокого навчання показали кращі результати у порівнянні з P-PVFM. В [7] досліджувалася ефективність застосування найпоширеніших на практиці методів машинного навчання, а саме багатосарового перцептрон та градієнтного бустингу (LightGBM). В [8] запропоновано архітектуру штучної нейронної мережі глибокого навчання для прогнозування генерації СЕС (eResNet) з використанням модулів автокодування з обхідними з'єднаннями. Запропонована НМ порівнюється з класичними методами прогнозування часових рядів. Аналіз результатів дослідження показує, що похибка прогнозу eResNet є значно нижчою, ніж похибка класичних моделей.

Для прогнозування було використано два типи нейронних мереж з рекурентними шарами GRU [9, 10] та LSTM [11, 12]. В обох мережах після рекурентного шару послідовно йде два шари лінійної трансформації, з'єднаних між собою через функцію активації гіперболічний тангенс. Виходом нейронних мереж є функція логістичної сигмоїди. «Навчання» проводилося впродовж 100 епох алгоритмом оптимізації ADAM з кроком навчання 0.001. На рис. 2 наведено схему нейронної мережі на базі GRU, написаною мовою програмування Python з використанням пакету Pytorch.

Структура LSTM-мережі дуже схожа на рекурентну, але замість одного шару нейронної мережі є цілих чотири, які взаємодіють між собою певним чином. Відповідно, детальний процес розрахунку починається з вибору інформації, яку можна замінити згідно умов сигмоїдного шару (або шар фільтру забування), що описаний рівнянням (3). Після чого наступний шар визначає значення, які потрібно обновити (4), і буде вектор значень \tilde{C}_τ , який можна додати в стан комірки (5). Потім необхідно замінити старий стан комірки $C_{\tau-1}$ на новий C_τ у відповідності до рівняння (6). Останній крок полягає в розрахунку вихідної інформації за допомогою декількох фільтрів (7, 8).

$$f_\tau = \sigma(W_f \cdot [h_{\tau-1}, x_\tau] + b_f), \quad (3)$$

$$i_\tau = \sigma(W_i \cdot [h_{\tau-1}, x_\tau] + b_i), \quad (4)$$

$$\tilde{C}_\tau = \tanh(W_c \cdot [h_{\tau-1}, x_\tau] + b_c), \quad (5)$$

$$C_\tau = f_\tau \cdot C_{\tau-1} + i_\tau \cdot \tilde{C}_\tau, \quad (6)$$

$$o_\tau = \sigma(W_o \cdot [h_{\tau-1}, x_\tau] + b_o), \quad (7)$$

$$h_\tau = o_\tau \cdot \tanh(C_\tau), \quad (8)$$

де σ – активаційна функція; W_f, W_i, W_c, W_o – вагові коефіцієнти; b_f, b_i, b_c, b_o – коефіцієнти зсуву; x_t – вхідні дані; h_{t-1}, h_t – прогнознi значення; \tilde{C}_t – вектор корекції комірки пам'яті; C_t, C_{t-1} – стан комірки пам'яті; $[\cdot, \cdot]$ – операція конкатенації.

Вектори пам'яті (C) та вихід LSTM попереднього кроку (h) ініціалізуються нульовими значеннями на кожному кроці прогнозування x_t . Вектор \tilde{C}_t представляє новий варіант значень пам'яті, а вектори f_t та i_t регулюють ступінь оновлення вектору пам'яті новими значеннями. За рахунок того, що значення W_f, W_i і b_f, b_i оцінюються в процесі навчання, нейронна мережа регулює динаміку оновлення C оптимальним чином з точки зору мінімізації функції втрат. Крім того, наявність вектору пам'яті дає змогу зменшити ефект розмиття або вибуху градієнту у разі зворотного розповсюдження похибки, що наряду з використанням обхідного з'єднання, яке згладжує поверхню похибки нейронної мережі, суттєво прискорює навчання та дає змогу досягти меншої похибки прогнозування.

В свою чергу GRU відрізняється меншою кількістю матриць вагових коефіцієнтів – 3 проти 4 у LSTM.

$$f_t = \sigma(W_f \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_f), \quad (9)$$

$$i_t = \sigma(W_i \cdot [h_{t-1}, x_t] + b_i), \quad (10)$$

$$\tilde{h}_t = \tanh(W_h \cdot [i_t \square h_{t-1}, x_t] + b_h), \quad (11)$$

$$h_t = f_t \square \tilde{h}_t + (1 - f_t) \square h_{t-1}, \quad (12)$$

де \square – операція поелементного множення.

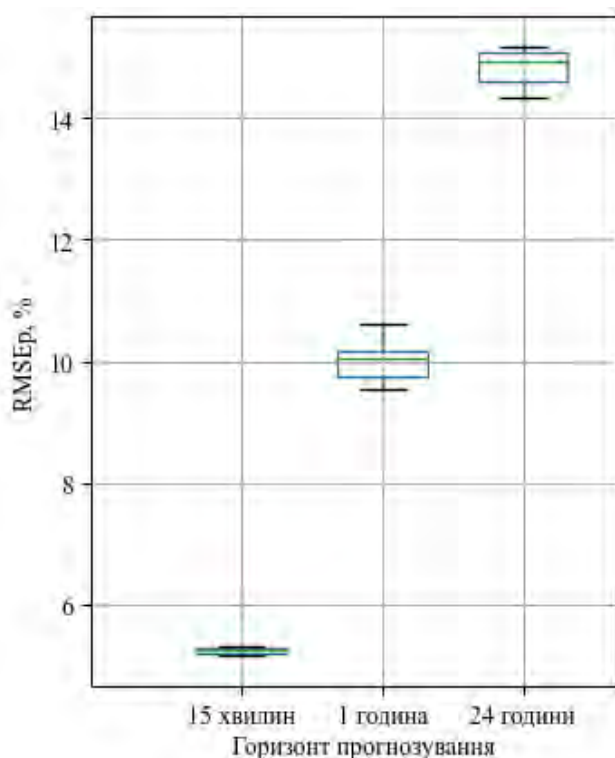


Рис 3.

залежності від горизонту прогнозування. Рисунок представляє коробкову діаграму розподілу похибок моделей. Лінія в середині прямокутника відповідає медіанному значенню, нижня грань прямокутника встановлена на рівні значення 1 квантиля розподілу, верхня грань встановлена на рівні значення 3 квантилю. Різниця між значеннями 1 та 3 квантиля називається міжквартильною відстанню (IQR). «Вуса» встановлено на рівні максимального та мінімального значення, які лежать в межах $1.5 \cdot IQR$. Точками позначено аномальні значення, які більші/менші за $1.5 \cdot IQR$.

Прогнозування проводилося з горизонтом упередження (Δt) на 15 хв, 2 години та 24 години. Для тренування було взято 70% даних з кінця червня по початок березня наступного року, а в тестовій вибірці використано дані з березня по середину червня. Для кожного варіанту рекурентного шару будувалося чотири варіанти нейромережі, які відрізнялися глибиною передісторії, що використовувалася для одного кроку прогнозування (кількість часових послідовностей). Метеорологічні фактори також беруться з лагом відносно прогнозної години. Таким чином моделюється ситуація, в якій недоступні прогнози метеорологічних факторів.

Прогнози з упередженням 15 хв можуть бути використані диспетчерськими службами та системами керування обмеженнями ВДЕ. Також дані прогнози необхідні для подальшого дослідження темпів деградації точності прогнозування зі збільшенням горизонту. Крім цього, проводилося прогнозування з горизонтами 2 год або 8 кроків (актуально для роботи в рамках внутрішньодобового ринку) та 24 год або 96 кроків (для роботи в ринку «на добу наперед»). На рис. 3 наведено розподіл похибки прогнозів в

Очікувано, що за збільшення горизонту прогнозування збільшується похибка та дисперсія похибки, що вказує на зниження стабільності прогнозів. Шкала часу на даному та наступних рисунках є логарифмічною. Це означає, що в більшості випадків має місце ефект насичення та за подальшого збільшення горизонту прогнозування швидкість зростання похибки буде меншою.

Таблиця 1

<i>G</i>	Модель	<i>N</i>	Error1	Error2
2	GRU	20	8.92	8.32
		10	9.15	8.46
		7	8.74	8.46
		5	8.66	8.54
	LSTM	20	8.41	8.53
		10	8.30	8.84
		7	8.82	8.59
24	GRU	20	9.59	9.05
		10	9.67	8.41
		7	9.09	9.38
		5	9.56	8.85
	LSTM	20	9.62	8.96
		10	10.13	8.94
		7	10.05	8.64
		5	9.44	8.85

В табл. 1 використовуються наступні позначення: *G* – горизонт прогнозування, год; *N* – кількість часових послідовностей; Error1 – похибка при агрегуванні прогнозів (варіант 1), %; Error2 – похибка при агрегуванні даних (варіант 2), %.

Для більшості задач управління енергосистемою та роботи на оптовому ринку необхідні погодинні значення прогнозів генерації та споживання [13]. За наявності даних з меншою дискретністю є декілька варіантів їхнього агрегування. Варіант 1 означає побудову моделі на даних з 15 хв дискретністю з подальшим агрегуванням результатів прогнозування. Варіант 2 полягає в агрегації вхідних даних та побудові моделі на даних з дискретністю 1 год. За такого підходу значення метеорологічних факторів усереднюються. В рамках даного дослідження використовується інформація щодо потужності

генерації, тому при агрегуванні її значення також усереднюються.

В табл. 1 наведено похибки обох варіантів для тестової вибірки даних. Для обох горизонтів (2 та 24 год) середня похибка прогнозу при агрегації результатів (варіант 1) виявилася вищою, ніж похибка прогнозу на агрегованих даних (варіант 2). При цьому мінімальної похибки прогнозу для горизонту 2 год досягнуто при агрегуванні прогнозів (варіант 1). Загалом можна зробити висновок, що агрегування даних до годинної дискретності з послідовним прогнозуванням дає нижчу похибку прогнозу, ніж агрегація прогнозів з 15 хв дискретністю, особливо для прогнозування на 24 години.

Використання прогнозних значень метеофакторів. На разі доступ до результатів числових прогнозів погоди є широкодоступним практично для будь-якого регіону світу. Його наявність повинна суттєво покращити прогнози генерації у порівнянні з використанням фактичних даних, які до того ж надходять з затримкою [14]. Сучасні системи числового прогнозування погоди можуть надавати дані з дискретністю від 5 хв з горизонтом до 14 діб з частотою оновлення до 5 хв.

В наступних моделях значення зовнішніх факторів було взято для прогнозної години ($t + \Delta t$), у попередніх розрахунках використовувалися ретроспективні дані (до моменту t). Іншими словами, моделюється наявність прогнозних даних з нульовою похибкою. На рис. 4 показано розподіл похибки прогнозів на тестовій вибірці.

Прогнози без лагу метеорологічних факторів несуттєво зменшили похибку на горизонті прогнозування 2 години та значно зменшили її на горизонті 24 години. Для прогнозування на 15 хвилин покращень не відбулося, що пояснюється інерційністю метеорологічних факторів. Тому на даному проміжку часу суттєвих змін в їхніх значеннях нема.

На рис. 5 наведено результати прогнозування при агрегуванні даних (варіант 2) та використанні прогнозних значень метеорологічних факторів. В даному випадку суттєвого зниження похибки прогнозу не спостерігається.

Визначення ступеню впливу різних факторів на похибку прогнозу. Задля визначення важливості факторів використаємо метод MDA (середнє зниження точності). Суть методу полягає в тому, що після навчання моделі на тренувальному наборі даних значення факторів в тестовій вибірці по черзі перемішуються або замінюються на 0. Далі розраховується значення показника похибки на тестовій вибірці, який порівнюється з базовим значенням. В даному випадку від'ємні значення говорять про зменшення точності, а позитивні – про збільшення. В табл. 2 показано ступінь впливу факторів для кожного горизонту прогнозування. Для кожного дослідження, відображеного в табл. 2, взято одну нейронну мережу GRU з найнижчою похибкою прогнозу для даного горизонту.

Обидва розрахунки вказують на те, що у разі прогнозування з невеликим упередженням (15 хв, 2 год) найбільший вплив на точність спричиняють попередні значення генерації та фактор години

добі. У разі прогнозування з більшим упередженням на передній план виходять значення метеорологічних факторів, серед яких найбільший вплив спричиняє повне сонячне випромінювання. Вплив фактору години доби також залишається суттєвим.

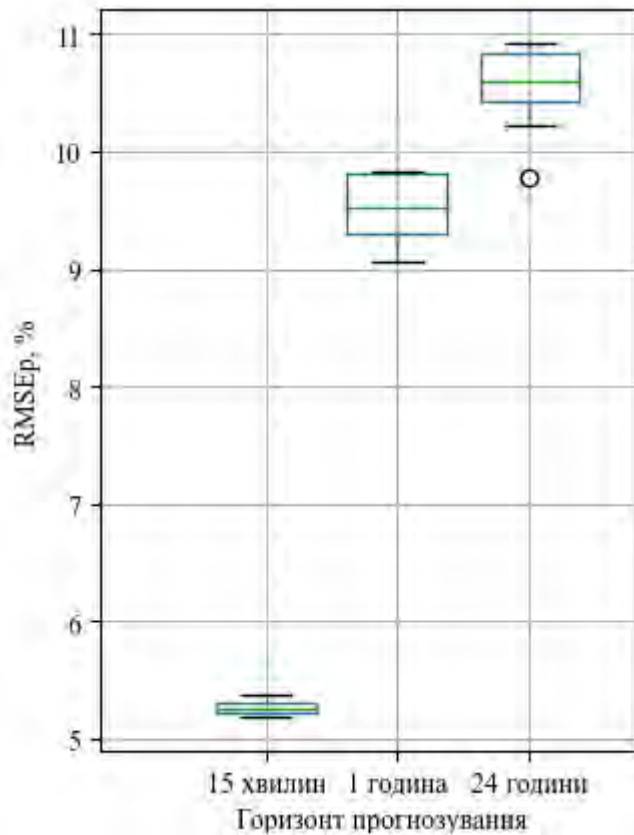


Рис.4

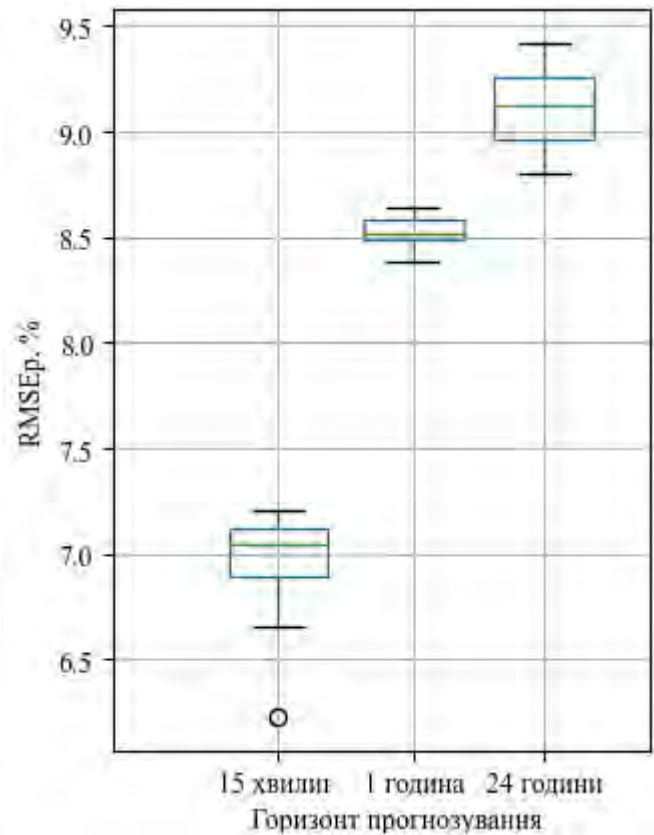


Рис. 5

Таблиця 2

Тип зміни	Горизонт прогнозування	Повне сонячне випромінювання	Темп. повітря	Вологість	Шв. вітру	Напрямок вітру	Тиск	Ретроспективні значення генерації	Година доби
Перемішування	15 хвилин	-0.22	-0.07	-0.04	0.006	-0.001	-0.03	-5.39	-1.27
Перемішування	2 години	-0.68	-0.02	-0.03	0.007	0.019	-0.02	-1.22	-1.32
Перемішування	24 години	-1.06	-0.05	0.01	-0.04	-0.007	0.0008	-0.16	-0.87
Нулі	15 хвилин	-0.18	-0.06	0.01	0.008	-0.001	-0.004	-4.03	-0.89
Нулі	2 години	-0.28	-0.02	-0.008	0.01	0.0004	-0.005	-1.06	-1.67
Нулі	24 години	-0.88	-0.10	-0.02	0.04	-0.06	-0.11	-0.08	-0.65

Також, варто відзначити, що два методи дають різні оцінки важливості температури повітря та тиску. У разі заміни значень цих факторів на 0 точність падає значно сильніше, ніж у разі перемішування. Даний факт можна пояснити тим, що під час перемішування незмінним залишається середнє значення фактору. Значна зміна оцінки важливості цих факторів при двох методах заміни говорить про те, що коефіцієнт варіації даних факторів досить невеликий, і їхнє середнє значення спричиняє значно більший вплив на точність, ніж їх коливання. Це може бути пов'язано з

локальними особливостями даної СЕС, що розміщена в регіоні, для якого непритаманна значна сезонна зміна температури.

Висновки. За результатами виконаних досліджень показано, що використання нейронної мережі на базі рекурентного блоку GRU дає змогу в середньому досягти не гірших показників якості прогнозу, ніж у разі використання LSTM. При цьому за рахунок меншої кількості вагових коефіцієнтів навчання нейронної мережі з GRU потребує меншої кількості обчислювальних ресурсів. Агрегування даних до годинної дискретності з послідовним прогнозуванням дає нижчу похибку прогнозу, ніж агрегація прогнозів з 15 хв дискретністю, особливо у разі збільшення горизонту прогнозування. Використання прогнозних значень метеорологічних факторів дає можливість суттєво знизити похибку прогнозування, особливо під час прогнозування з горизонтом 24 год та більше. Враховуючи відносно невисоку вартість отримання числових прогнозів погоди, їхнє використання є повністю виправданим для промислових СЕС у разі прогнозування на декілька годин вперед і більше. Визначено, що серед наявних метеорологічних факторів найбільший вплив обумовлює повне/пряме сонячне випромінювання. Під час збільшення горизонту прогнозування важливість метеорологічних факторів зростає. За будь-якого горизонту прогнозування важливим є використання інформації про годину доби. Попередні значення генерації мають вирішальний вплив під час прогнозування з горизонтами до декількох годин, а вже під час прогнозування на 24 год вперед їхній вплив на точність відносно невеликий за умови використання метеорологічних та часових факторів.

Роботу виконано за бюджетною темою «Забезпечення стійкості та надійності національної електроенергетики в умовах синхронної роботи ОЕС України з континентальною європейською енергетичною системою ENTSO-E» (РЕЖИМ-2), КПКБК 6541230.

INCREASING THE ACCURACY OF SHORT-TERM FORECASTS OF PVSPG GENERATION BASED ON ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS AND TAKING ADDITIONAL FACTORS INTO ACCOUNT

V.O. Miroshnyk, S.S. Loskutov

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

Beresteiskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: miroshnyk.volodymyr@gmail.com

The paper focuses on the development of models for forecasting the electricity generation of industrial solar power plants using artificial neural networks and numerical weather prediction. The relevance of the research is driven by the need to reduce costs related to imbalances in electricity generation from renewable sources, which can sometimes reach 50% of the released electricity. Additionally, the imbalances of such producers are increasing in Ukraine's power system. Currently, the general imbalances of renewable energy producers in Ukraine have led to a 45% reduction in green electricity production, especially due to the damage or destruction of 75% of wind power plants and 15% of solar power plants in southern and southeastern regions as a result of hostilities. Increasing the accuracy and stability of electricity generation forecasts for such producers could significantly reduce costs associated with imbalances.. Various aggregation methods have been developed for 15-minute values of green energy generation to enhance forecasting accuracy for 1, 2, and 24-hour intervals. The study investigated the potential benefits of using numerical weather prediction (NWP) forecast values to enhance forecasting accuracy. The study revealed the significance of different factors for forecasting at each bias interval. The study employed two modern recurrent neural network models, LSTM and GRU, with varying time sequences. References 14, figures 5, table 2.

Keywords: short-term forecasting, neural networks, recurrent neural networks, photovoltaic solar power plant, PVSPG.

1. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Parus E.V. Operation evaluation of power plants in the provision of ancillary services of primary and secondary frequency control in the ukrainian power system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 5. Pp. 55–60. (Ukr)
2. Kyrylenko O.V., Pavlovsky V.V., Blinov I.V. Scientific and technical support for organizing the work of the IPS of Ukraine in synchronous mode with the European continental energy system ENTSO-E. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 5. Pp. 59–66. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.059>. (Ukr)
3. Tiechui Yao, Jue Wang, Haoyan Wu, Pei Zhang, Shigang Li, Yangang Wang, Xuebin Chi, Min Shi. A photovoltaic power output dataset: Multi-source photovoltaic power output dataset with Python toolkit. *Solar Energy*. 2021. Vol. 230. Pp. 122–130. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.solener.2021.09.050>.

4. Tiechui Yao, Jue Wang, Haoyan Wu, Pei Zhang, Shigang Li, Yangang Wang, Xuebin Chi, Min Shi. PVOD v1.0: A photovoltaic power output dataset. *Science Data Bank*. DOI: <https://doi.org/10.11922/sciencedb.01094>
5. Mariam AlKandari, Imtiaz Ahmad. Solar power generation forecasting using ensemble approach based on deep learning and statistical methods. *Applied Computing and Informatics*. 2020. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.aci.2019.11.002>.
6. André Gensler, Janosch Henze, Bernhard Sick, Nils Raabe. Deep Learning for solar power forecasting – An approach using AutoEncoder and LSTM Neural Networks. IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (CMS). Budapest, Hungary, 09-12 October 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/SMC.2016.7844673>.
7. Loskutov S., Blinov I., Miroshnyk V. Comparison of widely-used models for multifactorial short-term photovoltaic generation forecast. IEEE 8th International Conference on Energy Smart Systems (ESS). Kyiv, Ukraine, 12-14 October 2022. Pp. 123–126. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS57819.2022.9969270>.
8. Miroshnyk V., Shymaniuk P., Sychova V. Short Term Renewable Energy Forecasting with Deep Learning Neural Networks. In: Kyrlylenko O., Zharkin A., Butkevych O., Blinov I., Zaitsev I., Zaporozhets A. (eds) Power Systems Research and Operation. Studies in Systems, Decision and Control. 2021. Vol. 388. Springer, Cham. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1_6.
9. Kyunghyun Cho, Bart van Merriënboer, Dzmitry Bahdanau, Yoshua Bengio. On the Properties of Neural Machine Translation: Encoder–Decoder Approaches. Eighth Workshop on Syntax, Semantics and Structure in Statistical Translation (SSST-8). Doha, Qatar, 2014. Pp. 103–111. DOI: <https://doi.org/10.3115/v1/W14-4012>
10. Xifeng Guo, Yi Zhan, Di Zheng, Lingyan Li, Qi Qi. Research on short-term forecasting method of photovoltaic power generation based on clustering SO-GRU method. *Energy Reports*. 2023. Vol. 9. Supplement 10. Pp. 786–793. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.egyr.2023.05.208>.
11. Sepp Hochreiter, Jürgen Schmidhuber. Long Short-term Memory. *Neural computation*. 1997. Vol. 9. Pp. 1735–80.
12. Tae-Young Kim, Sung-Bae Cho. Predicting residential energy consumption using CNN-LSTM neural networks. *Energy*. 2019. Vol. 182. Pp. 72–81. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.energy.2019.05.230>.
13. Ivanov H., Blinov I., Parus Y. Simulation Model of New Electricity Market in Ukraine. IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS). Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764184>.
14. Loskutov, S., Miroshnyk, V., Blinov, I. (2022). Comparison of widely-used models for multifactorial short-term photovoltaic generation forecast. IEEE 8th International Conference on Energy Smart Systems (ESS). Kyiv, Ukraine, 12-14 October 2022. Pp. 123–126. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS57819.2022.9969270>.

Надійшла 02.03.2023
Остаточний варіант 20.11.2023

ОЦІНКА РЕЗУЛЬТАТІВ СПОЛУЧЕННЯ РИНКІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ НА РИНКУ «НА ДОБУ НАПЕРЕД»

Є.В. Парус^{1*}, канд. техн. наук, В.А. Євдокимов^{2**}, канд. держ. упр.

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

e-mail: paruseugene@gmail.com.

² Інститут проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова НАН України,
вул. Генерала Наумова, 15, Київ, 03164, Україна,

e-mail: ievdokimov40@gmail.com.

Робота присвячена методу попереднього аналізу результатів сполучення ринків електричної енергії у сегменті ринку «на добу наперед». Обґрунтовано актуальність задачі розробки методів попередньої оцінки результатів сполучення ринку «на добу наперед» України з європейськими міждержавними біржами електричної енергії. Наведено теоретичне підґрунтя для процедури виділення окремого зовнішнього чинника, який впливає на зміну ринкової рівноваги, з метою чисельної оцінки впливу такого чинника. Описано основні складові математичного апарату для пошуку ринкової рівноваги у сполучуваних ринках електричної енергії із використанням функцій чистого експорту. Означено основи для побудови алгоритмів пошуку оптимальних рішень. Особливості застосування запропонованого методу продемонстровано на прикладі аналізу результатів сполучення ринків електричної енергії України та Молдови. Відображено підходи до створення функції чистого експорту Молдови, в якій чинна структура ринку електричної енергії не передбачає функціонування сегменту ринку "на добу наперед". Наведено приклад імітаційного моделювання процесів сполучення ринків електричної енергії України та Молдови для двох характерних годин, а також приклад аналізу результатів імітаційного моделювання та попередніх висновків щодо наслідків сполучення ринків електричної енергії України та Молдови. Бібл. 20, рис. 3.

Ключові слова: ринок електричної енергії, ринок «на добу наперед», сполучення ринків електричної енергії, функції чистого експорту.

Вступ. Сьогодні розвиток об'єднаної енергосистеми (ОЕС) України відбувається в умовах синхронної роботи [1] з об'єднанням енергосистем в країнах континентальної Європи (ENTSO-E) та функціонування ринку електричної енергії [2]. Процеси подальшої інтеграції ринку електричної енергії до загальноєвропейського тісно пов'язані із запровадженням механізмів сполучення ринків електричної енергії, зокрема і на рівні ринків «на добу наперед» (РДН).

На ринках електроенергії європейських країн питання про врахування мережевих обмежень у сегменті РДН вирішується виходячи із особливостей як структури виробництва і споживання електроенергії, так і структури електричних мереж. Ці чинники зумовили реалізацію різних підходів до організації та проведення торгів на ринках електроенергії європейських країн. Навіть в умовах об'єднання національних ринків електроенергії в міжнаціональні ринкові об'єднання відмінності у підходах до організації та проведення торгів не усунуті повністю. Тому не втрачає актуальності проблема створення єдиного методу або набору методів ціноутворення, що ставлять на меті об'єднання існуючих ринків з урахуванням технологічних обмежень на обмін електроенергією між ними, основоположні принципи реалізації яких визначені в Регламентах Європейської Комісії [3, 4]. Так сьогодні європейські оператори ринку об'єднані в єдину систему, основу якої втілює спеціальний алгоритм розрахунку рівноважних обсягів та цін – EUPHEMIA [5]. При цьому сьогодні європейським законодавством допускається утворення різних зон чи об'єднань зон для процесу сполучення ринків електричної енергії.

Для України важливою задачею є попередній аналіз наслідків об'єднання національного ринку електричної енергії з сусідніми європейськими країнами в частині визначення можливих обсягів імпорту та експорту електричної енергії, взаємного впливу сполучуваних ринків на ціни в них, попередній аналіз правил такого об'єднання в частині задля прийняття відповідних управлінських рішень. Все це обумовлює актуальність розроблення та використання методів сполучення ринку електричної енергії України, що враховує структуру попиту та пропозиції на сполучуваних ринках та наявні міждержавні мережеві обмеження.

Метою статті є опис методу попереднього аналізу результатів сполучення ринків електричної енергії у сегменті ринку «на добу наперед» та прикладу його практичного використання для сполучення двох ринків електричної енергії.

Метод імітації процедур сполучення торгових зон у сегменті ринку «на добу наперед».

В дослідженнях за основу взято метод вирівнювання цін [6], який розвинуто з урахуванням чинних правил ціноутворення на РДН України. Розглянемо основні складові методу.

Теоретичним підґрунтям методу є поняття ринкової рівноваги [7], стан якої імітується наявною ретроспективною інформацією про рівновагу між попитом і пропозицією у сегменті РДН. Використання ретроспективних даних про фактичні рівноважні стани дає змогу використати положення Закону Вальраса [8] про самостійне досягнення нового стану ринкової рівноваги під дією зовнішніх нецінових чинників на ринку з досконалою конкуренцією. Порівняння станів початкової та кінцевої ринкової рівноваги дає можливість отримати кількісну оцінку чинників, які вплинули на ринкову рівновагу. В [9] розглянуті фактори впливу на процес ціноутворення, у тому числі на РДН. В межах даної публікації під впливом зовнішніх чинників розуміється передусім поява деякого обсягу обміну електричною енергією між торговими зонами, які до цього знаходилися у стані ринкової рівноваги. Структуру попиту та пропозиції у торгових зонах пропонується подавати функціями чистого експорту (ФЧЕ) [10], які найбільш точно відтворюють відношення між попитом та пропозицією за різних позицій ринкової рівноваги. Тоді імітація процедури сполучення двох ринків електроенергії з використанням ФЧЕ дозволяє визначити нові стани ринкової рівноваги в результаті появи деякого обсягу імпорту/експорту електричної енергії та отримати чисельні оцінки результатів такого сполучення. Це також означає, що порівняння в дослідженнях початкового та нового (за результатами впливу окремого зовнішнього чинника) станів ринкової рівноваги дає змогу дослідити результати впливу окремого чинника (наприклад, потоку електричної енергії між сполучуваними енергосистемами) та отримати чисельні характеристики такого впливу, нехтуючи іншими особливостями ціноутворення на сполучуваних ринках електроенергії (наприклад, нехтуючи наявністю блокових цінових заявок).

Нехай об'єднання РДН складається із Z торгових зон, причому у кожній z -й зоні на торгах для кожної години доби h присутні I заявок [11] подільного типу на купівлю електричної енергії та J заявок подільного типу на продаж електричної енергії

$$\begin{cases} x_{z,h,i}^{\text{куп}}(C_i^{\text{куп}}, V_i^{\text{куп}}) \forall i \in I \\ x_{z,h,j}^{\text{прод}}(C_j^{\text{прод}}, V_j^{\text{прод}}) \forall j \in J \end{cases} \quad \forall z \in Z \forall h = [1..24],$$

де $x_{z,h}^{\text{куп}}, x_{z,h}^{\text{прод}}$ – заявки відповідно на купівлю та продаж електричної енергії у торговій зоні z на годину доби h ; $C_x^{\text{куп}}, C_x^{\text{прод}}$ – визначена заявкою x ціна відповідно купівлі та продажу електричної енергії; $V_x^{\text{куп}}, V_x^{\text{прод}}$ – визначений заявкою x обсяг відповідно купівлі та продажу електричної енергії.

Тоді Парето-оптимальна рівновага [12] об'єднання Z торгових зон на торгах РДН забезпечується таким акцептом [13] поданих на торги заявок, за якого виконуються умови

$$\begin{aligned} \sum_{h=1}^{24} \sum_{z=1}^Z \sum_{i,j} (C_i^{\text{куп}} \cdot V_i^{\text{куп}} - C_j^{\text{прод}} \cdot V_j^{\text{прод}}) \rightarrow \max, \\ \sum_{z=1}^Z \sum_i V_i^{\text{куп}} = \sum_{z=1}^Z \sum_j V_j^{\text{прод}} \forall h = [1..24]. \end{aligned} \quad (1)$$

Умова (1) визначає для кожної торгової зони максимізацію функції Добробуту [14] із врахуванням обсягів імпорту/експорту електричної енергії. Пошук оптимального рішення в (1) пропонується здійснювати з використанням ФЧЕ. Нехай на кожну годину h у торговій зоні z множина заявок на купівлю електричної енергії подається агрегованою функцією попиту як формальною залежністю рівноважної ціни від обсягу торгів

$$f_{z,h}^{\text{поп}}(V) = C_{z,h}^{\text{поп}}(V) \forall z \in Z \forall h = [1..24],$$

а множина заявок на продаж електричної енергії подається агрегованою функцією пропозиції як формальною залежністю рівноважної ціни від обсягу торгів

$$f_{z,h}^{\text{проп}}(V) = C_{z,h}^{\text{проп}}(V) \forall z \in Z \forall h = [1..24].$$

Тоді ФЧЕ означається як

$$NEC_{z,h}^{\text{проп}}(V) = f_{z,h}^{\text{поп}}(V) - f_{z,h}^{\text{ген}}(V) \forall z \in Z \forall h = [1..24].$$

Для двох торгових зон A та B за відсутності обмежень на обсяги обміну електричною енергією оптимальний розв'язок (1) визначається на перетині ФЧЕ сполучуваних торгових зон

$$NEC_{A,h}(V) = NEC_{B,h}(V) \forall h = [1..24]. \quad (2)$$

Оскільки ФЧЕ означені залежностями рівноважних цін від обсягу торгів, то задача пошуку оптимального розв'язку (1) зводиться до пошуку такого обсягу обміну електричною енергією $V_{A \rightarrow B,h}^{\text{опт}}$, за якого мінімізується різниця ринкових цін у цих зонах [14, 15]

$$\left| NEC_{A,h}(V_{A \rightarrow B,h}^{\text{опт}}) - NEC_{B,h}(V_{A \rightarrow B,h}^{\text{опт}}) \right| \rightarrow \min \equiv \left| C_{A,h}^{\text{рівн}} - C_{B,h}^{\text{рівн}} \right| \rightarrow \min \forall h = [1..24], \quad (3)$$

де $C_{A,h}^{\text{рівн}}$, $C_{B,h}^{\text{рівн}}$ – рівноважні ціни у торгових зонах відповідно A та B для години h .

Якщо графіки функцій $NEC_{A,h}(V)$ та $-NEC_{B,h}(V)$ (обернена ФЧЕ для торгової зони B) перетинаються, то для отримання оптимального розв'язку (1) достатньо використати рівність (2). У цьому випадку в обох торгових встановлюються однакові ринкові ціни $C_{A,h}^{\text{рівн}} = C_{B,h}^{\text{рівн}}$, і результати торгів еквівалентні результатам, отримуваним за умови єдиного аукціону в об'єднанні двох торгових зон.

Якщо графіки функцій $NEC_{A,h}(V)$ та $-NEC_{B,h}(V)$ не перетинаються, то задача пошуку оптимального обсягу обміну електричною енергією між двома сполучуваними торговими зонами розв'язується алгоритмічно з використанням цільової функції (3). Алгоритм пошуку оптимального рішення подібний до алгоритмів пошуку ринкової рівноваги для агрегованих функцій попиту і пропозиції на залповому двосторонньому аукціоні [16] або на аукціоні Вальраса [17]. Основна відмінність пошуку оптимального рішення по (3) полягає у можливості отримання від'ємного значення обсягів обміну електричною енергією, що означає фактичний комерційний потік електричної енергії із торгової зони B у торгову зону A . У загальному випадку такий алгоритм дає змогу отримати оптимальний розв'язок і для ситуацій, коли графіки ФЧЕ двох сполучуваних торгових зон перетинаються.

Технічні та режимні обмеження на обсяги обміну електричною енергією між двома торговими зонами враховуються перевіркою отриманого по (3) оптимального обсягу обміну електричною енергією між двома торговими зонами на відповідність умові

$$-V_{B \rightarrow A,h}^{\text{max}} \leq V_{A \rightarrow B,h}^{\text{опт}} \leq V_{A \rightarrow B,h}^{\text{max}} \quad \forall h = [1..24], \quad (4)$$

де $V_{B \rightarrow A,h}^{\text{max}}$, $V_{A \rightarrow B,h}^{\text{max}}$ – максимально допустимий погодинний обсяг потоку електричної енергії відповідно із торгової зони B у торгову зону A та із торгової зони A у торгову зону B .

Отримані для (3) оптимальні значення обсягів обміну електричною енергією між двома торговими зонами приймаються як результат розрахунків, якщо вони задовольняють обмеженням (4). Якщо умови (4) порушуються, то результат розрахунків визначається по визначеній в (4) допустимій межі.

Граничні ціни у кожній із двох сполучених торгових зон достатньо просто визначаються з використанням ФЧЕ

$$\begin{cases} C_{A,h}^{\text{рівн}} = NEC_{A,h}(V_{A \rightarrow B,h}^{\text{опт}}) \\ C_{B,h}^{\text{рівн}} = NEC_{B,h}(-V_{A \rightarrow B,h}^{\text{опт}}) \end{cases} \quad \forall h = [1..24].$$

Інший спосіб визначення результатів сполучення двох торгових зон – розрахунок результатів двостороннього аукціону у кожній торговій зоні із врахуванням оптимального балансу імпорту/експорту електричної енергії [18]. За такого способу розрахунків додатково визначаються множини акцептованих та відхилених заявок з купівлі і продажу електричної енергії.

Для імітації процедури сполучення більше ніж двох торгових зон організується ітераційний процес, де на кожній ітерації здійснюється послідовний аналіз кожного електричного перетину між двома суміжними торговими зонами. Оскільки дослідження здійснені для аналізу процедур сполучення двох торгових зон, детальний опис ітераційного процесу сполучення трьох і більше торгових зон виходить за межі даної публікації.

Послідовність виконання порівняльного аналізу наступна.

1. За базову точку приймається ретроспективна інформація про стан ринкової рівноваги у сполучуваних торгових зонах.

2. Імітується вплив зовнішніх чинників на ринкову рівновагу. Під імітацією впливу розуміється створення нового чи зміна характеристик існуючого електричного перетину, зміни у

структурі попиту/пропозиції сполучуваних торгових зон або інші дії, що порушують усталену ринкову рівновагу.

3. Запропонований у роботі метод використовується для пошуку нового Парето-оптимального стану ринкової рівноваги.

4. Здійснюється порівняльний аналіз початкового та нового станів ринкової рівноваги. До основних критеріїв порівняльної оцінки відносяться значення функцій Добробуту та значення ринкових цін. За потреби порівняльний аналіз двох станів ринкової рівноваги виконується для окремих учасників ринку. Такий аналіз охоплює передусім порівняння обсягів і вартості купівлі/продажу електричної енергії.

Приклад сполучення двох ринків електричної енергії та вхідні дані для аналізу.

Ринок електричної енергії Молдови складається з сегменту двосторонніх договорів та балансууючого ринку. На відміну від РДН, сегмент двосторонніх договорів не формує інформацію про структуру попиту і пропозиції, необхідну для побудови ФЧЕ. Крім того, особливості функціонування сегменту двосторонніх договорів не дозволяють отримати адекватні цінові індикатори ринкової вартості електроенергії в частині перспектив імпорту/експорту. Тому, для оцінки перспектив імпорту/експорту електроенергії між Україною та Молдовою використано ретроспективну інформацію про імпорт/експорт електроенергії між Молдовою та Румунією.

З листопада 2022 року Молдова імпортувала з Румунії від 50% до 75% обсягів власного електроспоживання. Таким чином, ринкові ціни РДН Румунії справляють значний вплив на формування вартості електричної енергії для споживачів у Молдові. Вважаючи структуру попиту на електричну енергію в Молдові умовно не змінюваною, а також враховуючи значну частку імпорту електричної енергії в енергосистемі Молдови, яка закуповується централізовано, приймаємо наступне припущення: вважаємо, що в розрахункову годину доби частина електроспоживання енергосистеми Молдови покривається власними виробничими потужностями, причому обсяг компенсованого власними електростанціями електроспоживання не залежить від цін на суміжних ринках електроенергії. Тоді для імітації процедури сполучення торгових зон Молдови і України на кожную розрахункову годину визначаються фіксовані обсяги імпорту та експорту електроенергії в енергосистемі Молдови, означені заявками на купівлю і продаж електроенергії, обсягами комерційних потоків електроенергії між Молдовою та Румунією та погодинними цінами на електричну енергію у сегменті РДН Румунії. Таке припущення дає можливість оцінити вплив некомпенсованого попиту у енергосистемі Молдови на процеси ціноутворення в сегменті РДН України.

В межах цієї роботи розглянуто результати оціночного аналізу для двох розрахункових годин доби, а саме: 18-та година 5 грудня 2023 року (коли погодинна ціна РДН України нижча за погодинну ціну РДН Румунії), а також 19-та година 10 грудня 2023 року (коли погодинна ціна РДН України вища за погодинну ціну РДН Румунії). Інформацію щодо комерційних потоків електричної енергії між Молдовою та Румунією отримано на офіційному сайті ENTSO-E Transparency Platform. Інформація щодо ринкової ціни на електричну енергію у сегменті РДН Румунії отримана на офіційному сайті румунського Оператора ринку. Інформацію про ціни та агреговані функції попиту і пропозиції на РДН України отримано на офіційному сайті українського Оператора ринку. Для прикладу, ФЧЕ торгових зон Молдови і України за статистичними даними на 19-ту годину 10 грудня 2023 року наведено на рис. 1.

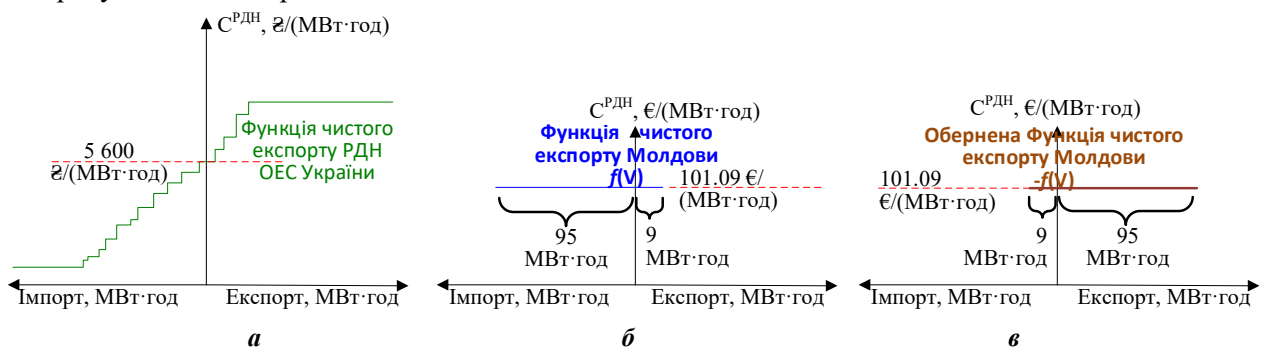


Рис. 1

В дослідженнях обернена ФЧЕ формувалася для Молдовської енергосистеми з метою порівняльного аналізу впливу молдовського ринку на баланс попиту і пропозиції РДН України. Проте наведений у роботі математичний апарат не визначає вимог щодо структури попиту і пропозиції торгової зони, для якої слід формувати обернену ФЧЕ. В математичній моделі для кожного міжсистемного електричного перетину формально означаються початкова та кінцева торгової зони, і обернена ФЧЕ в моделі формується для кінцевої торгової зони. Тоді, за результатами розрахунків потоки електроенергії із початкової у кінцеву торгової зони матимуть додатне значення, а потоки електроенергії із кінцевої у початкову торгової зони – від’ємне значення. При цьому для двох сполучуваних торгових зон вибір ознаки початкової чи кінцевої може здійснюватися довільно.

Аналіз результатів імітаційного моделювання. Для розрахункової години за статистичною інформацією на 19-ту годину 10 грудня 2023 року результати порівняльного аналізу ФЧЕ України і Молдови відображені на рис. 2 (приклад сполучення ринків з потоком електроенергії від Молдови в Україну). Обсяг електричної енергії, закуплений на РДН Румунії на покриття попиту у Молдові, має ціну нижчу за ціну, сформовану у цю годину доби на РДН України. Тому правила сполучення ринків електроенергії стимулюють потік електричної енергії із Молдови в Україну. В результаті, замість покриття власного попиту, Молдова здійснюватиме реекспорт електроенергії до України або навпаки – імпорт з України. Для недопущення неповного покриття власного попиту Національний регуляторний орган [19] Молдови має вживати заходи щодо обмеження обсягів транзиту електричної енергії з Румунії в Україну через енергосистему Молдови.

Для РДН України сполучення з Молдовою еквівалентне появі додаткової заявки з пропозицією електричної енергії обсягом 104 МВт·год та ціною 4 422,34 €/МВт·год. Згідно із припущеннями про функції і ціноутворення ринку електричної енергії Молдови, така ціна є фіксованою і не може змінюватися. Тому вирівнювання цін для ринків електроенергії України і Молдови можливе лише за ціною 4 422,34 €/МВт·год. Як показано на рис. 2, для вирівнювання ринкових цін в Україні і Молдові в розглянуту розрахункову годину необхідно забезпечити потік електричної енергії обсягом 709,7 МВт·год. Проте можливості експорту електроенергії з Молдови до України в розглянуту розрахункову годину обмежені обсягом 104 МВт·год. Як видно з рис. 2, графіки ФЧЕ України та оберненої ФЧЕ Молдови не перетинаються, що означає неможливість повного злиття двох торгових зон в розглянуту розрахункову годину. Тому експорт електроенергії з Молдови в Україну спричиняє зниження ринкової ціни на РДН України з 5 600 €/МВт·год до 5 400 €/МВт·год. Обмежений обсяг потенціалу експорту електроенергії в енергосистемі Молдови слід вважати несумісністю структур попиту і пропозиції електроенергії в Україні і Молдові, яка не дає змоги досягти повного злиття двох ринків. Додатково обсяг обміну електроенергією між двома енергосистемами може обмежуватися пропускнуною спроможністю міждержавних електричних перетинів та потребами забезпечення стійкості енергосистем. Наприклад, технологічне обмеження потоку електроенергії з Молдови в Україну до потужності 31 МВт призводитиме до зниження ціни на РДН України з 5 600 €/МВт·год до 5 500 €/МВт·год.

Для розрахункової години за статистичною інформацією на 18-ту годину 5 грудня 2023 року результати порівняльного аналізу ФЧЕ України і Молдови відображені на рис. 3 (приклад сполучення ринків з потоком електроенергії від України у Молдову). На 18-ту годину 5 грудня 2023 року в ОЕС України утворився дефіцит виробництва електричної енергії, і Оператор системи передачі [19] України (НЕК «Укренерго») здійснював запит про аварійну допомогу із суміжних енергосистем. На РДН України пропозиція електричної енергії не покрила увесь наявний попит, і гранична ціна торгів встановилася на рівні максимального регуляторного обмеження. На РДН Румунії на цю розрахункову годину також спостерігалось підвищення попиту на електричну енергію. В умовах більш ліберальної регуляторної політики Румунії сформувалася ринкова ціна вища за ринкову ціну в Україні.

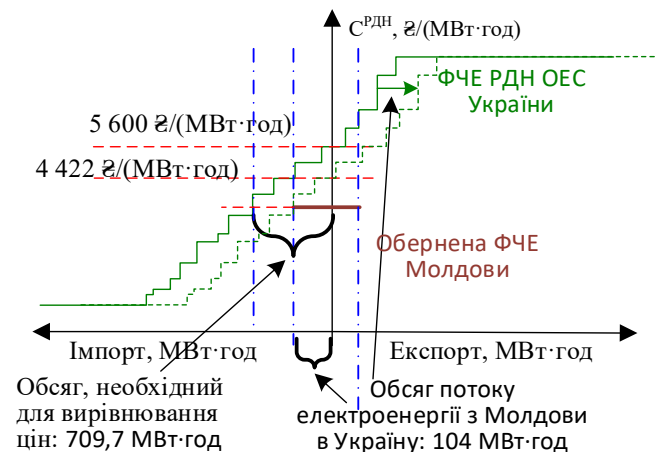


Рис. 2

Припустимо, що в наведеній на рис. 3 ситуації відбулася процедура сполучення ринків електричної енергії України та Молдови. Тоді більш висока ціна експортно-імпортного балансу Молдови стимулюватиме потік електричної енергії з України у Молдову. Для РДН України вплив оберненої ФЧЕ Молдови еквівалентний появі додаткової заявки на купівлю електричної енергії з ціною, вищою за верхнє цінове обмеження. Така ситуація характеризується як цінова дискримінація третього ступеню [20], оскільки покупці електричної енергії в Україні не мають можливості подавати свої заявки з цінами вищими, ніж 7 500 €/МВт·год). Тоді попит електричної енергії Молдови з більш високою ціною витіснятиме внутрішній український попит на торгах РДН, що збільшуватиме обсяг дефіциту виробничих потужностей в ОЕС України. При цьому гранична ціна на торгах РДН України

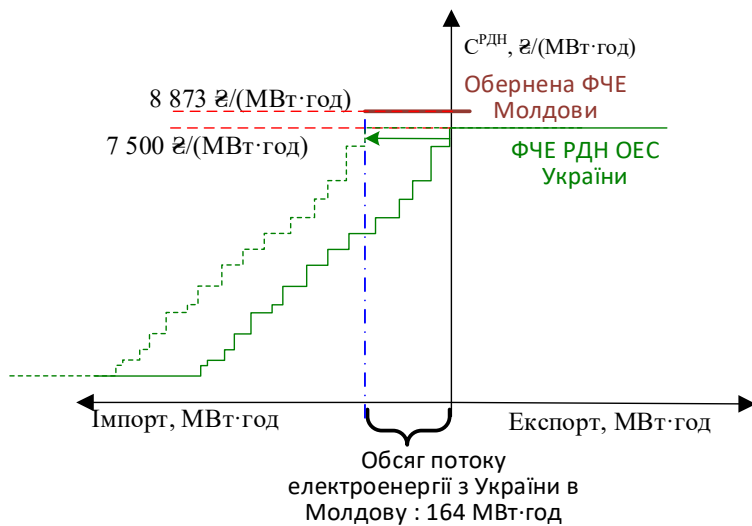


Рис. 3

не зміниться, оскільки вона вже досягла максимального регуляторного обмеження. Таким чином, за умови дотримання чинних в Україні регуляторних обмежень на ціни у сегменті РДН, процедури сполучення повинні доповнюватися правилом, яке унеможливує прийняття цінових заявок від суміжних енергосистем з цінами поза регуляторного діапазону обмежень. У такому випадку для відображеного на рис. 3 прикладу ємність імпорту електричної енергії у Молдову із ціною вищою за встановлене цінове обмеження автоматично відхилятиметься, і відображена на рис. 3 ринкова рівновага у розрахункову годину на РДН України не зміниться.

Висновки. Запропонований у публікації метод дає змогу оцінити

результати впливу зовнішніх чинників на рівноважні стани сполучуваних ринків електричної енергії. Наведено приклад використання запропонованого методу для попередньої оцінки наслідків сполучення ринків електричної енергії України та Молдови. За потреби сформована на основі запропонованого методу розрахункова модель може використовуватися і для більш ґрунтовних досліджень перспектив сполучення РДН України із ринками електроенергії суміжних країн. Реалізація засобів порівняльного аналізу різних варіантів обміну електричною енергією між торговими зонами надає інструментарій для оцінки потенційних наслідків прийняття окремих управлінських рішень, зокрема під час започаткування сполучення ринку електричної енергії України з ринками країн ЄС. Це, у свою чергу, дає можливість приймати обґрунтовані рішення як на етапі підготовки до інтеграції ринку «на добу наперед» України у європейські міждержавні ринкові об'єднання, так і в умовах функціонування ринку електричної енергії України у складі таких об'єднань.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Науково-технічні засади відновлення та керуваності електроенергетичної системи України в повоєнний період за синхронної роботи з енергооб'єднанням країн континентальної Європи (ENTSO-E)», КПКВК 6541030.

1. Кириленко О.В., Павловський В.В., Білов І.В. Науково-технічне забезпечення організації роботи ОЕС України в синхронному режимі з європейською континентальною енергетичною системою ENTSO-E. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 5. С. 59–66. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.059>.
2. Про ринок електричної енергії: Закон України №2019-VIII від 13.04.2017
3. Commission Regulation (EU) 2015/1222 of 24 July 2015 establishing a guideline on capacity allocation and congestion management. *Official Journal of the European Union*. 2015. Vol. 58. Pp. 24–72.
4. Commission Regulation (EU) 2016/1719 of 26 September 2016 establishing a guideline on forward capacity allocation. *Official Journal of the European Union*. 2016. Vol. 259. Pp. 42–68.
5. EUPHEMIA Public Description Single Price Coupling Algorithm. NEMO Committee, 2019. 55 p.

6. Кириленко О.В., Блінов І.В., Парус Є.В., Іванов Г.А. Імітаційна модель ринку електричної енергії «на добу наперед» з неявним урахуванням мережевих обмежень енергетичних систем. *Технічна електродинаміка*. 2019. № 5. С.60–67. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.060>.
7. Varian Hal R. *Microeconomic Analysis* (Third ed.). New York: Norton, 1992. 563 p.
8. Patinkin D. Walras's Law. In: Eatwell J., Milgate M., Newman P. (eds) *General Equilibrium*. London: Palgrave Macmillan, 1989. DOI: https://doi.org/10.1007/978-1-349-19802-3_37.
9. Борукаєв З.Х., Євдокімов В.А., Остапченко К.Б. Обчислювальний метод вузлової трансформації процесу ціноутворення на ринку електроенергії. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 5. С. 67–76.
10. O'Sullivan A., Sheffrin Steven M. *Economics: Principles in Action*. New Jersey: Pearson Prentice Hall, 2003. 462 p.
11. Правила ринку «на добу наперед» та внутрішньодобового ринку. Постанова Національної комісії, що здійснює державне регулювання у сферах енергетики та комунальних послуг 14.03.2018 № 308 (у редакції постанови НКРЕКП 29.11.2022 № 1592). URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0308874-18#Text> (дата звернення 10.10.2023).
12. Mas-Colell A., Whinston Michael D., Green Jerry R. Chapter 16: Equilibrium and its Basic Welfare Properties. *Microeconomic Theory*. Oxford University Press, 1995.
13. Arrow Kenneth J., Gérard Debreu ed. *Landmark Papers in General Equilibrium Theory, Social Choice and Welfare*. Edward Elgar Publishing, 2002.
14. Блінов І.В., Парус Є.В. Врахування мережевих обмежень та мінімізація різниці цін між ринками електроенергії. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 5. С. 81–88.
15. Blinov I., Kyrylenko O., Parus E., Rybina O. Decentralized Market Coupling with Taking Account Power Systems Transmission Network Constraints. *Power Systems Research and Operation. Studies in Systems, Decision and Control*. 2022. Vol 388. Springer, Cham. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1_1.
16. Klemperer P. Auction Theory: A Guide to the Literature. *Journal of Economic Surveys*. 1999. Vol. 13. Issue 3. Pp. 227–286. DOI: <https://doi.org/10.1111/1467-6419.00083>.
17. Milgrom P. *Putting Auction Theory to Work*. Cambridge, United Kingdom: Cambridge University Press, 2004. 277 p.
18. Блінов І.В., Парус Є.В. Врахування мережевих обмежень та мінімізації різниці цін між ринками електроенергії. *Техн. електродинаміка*. 2015. № 4. С.81–88.
19. Directive (EU) 2019/944 of the European Parliament and of the Council of 5 June 2019 on common rules for the internal market for electricity and amending Directive 2012/27/EU (recast). URL: <https://eur-lex.europa.eu/legal-content/en/TXT/?uri=CELEX%3A32019L0944> (дата звернення 25.12.2023).
20. Robert Phillips. *Pricing and Revenue Optimization*. Stanford University Press. 2005. 78 p.

EVALUATION OF THE RESULTS OF SIMULATION OF ELECTRICITY MARKET COUPLING IN THE "DAY AHEAD" MARKET

Ye.V. Parus¹, V.A. Evdokimov²

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: paruseugene@gmail.com.

² G.E. Pukhov Institute for Modelling in Energy Engineering National Academy of Sciences of Ukraine, General Naumov Str., 15, Kyiv, 03164, Ukraine.

E-mail: ievdokimov40@gmail.com.

The publication is devoted to the method of preliminary analysis of the results of the electricity market coupling in the "day-ahead" market segment. The relevance of the task of developing methods for preliminary evaluation of the results of the coupling of the "day-ahead" market of Ukraine with European interstate electricity exchanges is substantiated. The theoretical basis for the procedure for the selection of a separate external factor, with the aim of numerically evaluating the influence of such a factor that affects the change in the market equilibrium, is presented. The main components of the mathematical apparatus for finding market equilibrium in coupled electricity markets with the use of net export functions are described. The foundations for building algorithms for finding optimal solutions are determined. Features of the application of the proposed method on the example of the analysis of the results of Ukraine and Moldova electricity market coupling are demonstrated. Approaches to the creation of the function of Moldova's net export are shown, taking into account that the current structure of the Moldovan electricity market does not provide for the operation of the "day ahead" market segment. An example of simulation modeling of the processes of Ukraine and Moldova electricity market coupling for two typical hours is given. An example of the analysis of simulation results and preliminary conclusions regarding the consequences of Ukraine and Moldova electricity market coupling is shown. References 20, figures 3.

Keywords: electricity market, «day ahead» market, electricity market coupling, net export curve.

1. Kyrylenko O.V., Pavlovsky V.V., Blinov I.V. Scientific and technical support for organizing the work of the IPS of Ukraine in synchronous mode with the Continental European power system ENTSO-E. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 5. Pp. 59–66. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.059>.
2. On Electricity Market: The Law of Ukraine. 13.04.2017 No 2019-VIII.
3. Commission Regulation (EU) 2015/1222 of 24 July 2015 establishing a guideline on capacity allocation and congestion management. *Official Journal of the European Union*. 2015. Vol. 58. Pp. 24–72.
4. Commission Regulation (EU) 2016/1719 of 26 September 2016 establishing a guideline on forward capacity allocation. *Official Journal of the European Union*. 2016. Vol. 259. Pp. 42–68.
5. EUPHEMIA Public Description Single Price Coupling Algorithm. NEMO Committee, 2019. 55 p.
6. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Parus E.V., Ivanov G.A. Simulation model of the day-ahead electricity market with implicit consideration of power systems network constraints. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2019. No 5. Pp. 60–67. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2019.05.060>.
7. Varian Hal R. Microeconomic Analysis (Third ed.). New York: Norton, 1992. 563 p.
8. Patinkin D. Walras's Law. In: Eatwell J., Milgate M., Newman P. (eds) General Equilibrium. London: Palgrave Macmillan, 1989. DOI: https://doi.org/10.1007/978-1-349-19802-3_37.
9. Borukaiev Z.Kh., Evdokimov V.A., Ostapchenko K.B. Computational method of nodal transformation of the pricing process in the electricity market. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2022. No 5. Pp. 67–76. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.067>.
10. O'Sullivan A., Sheffrin Steven M. Economics: Principles in Action. New Jersey: Pearson Prentice Hall, 2003. 462 p.
11. NEURC's Resolution On Approval of Day Ahead Market and Intraday market. 03.2018 No. 308 dd 14. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0308874-18#Text> (accessed 10.01.2024).
12. Mas-Colell A., Whinston Michael D., Green Jerry R. Chapter 16: Equilibrium and its Basic Welfare Properties, Microeconomic Theory. Oxford University Press, 1995. 981 p.
13. Arrow Kenneth J., Gérard Debreu ed.. Landmark Papers in General Equilibrium Theory, Social Choice and Welfare. Edward Elgar Publishing, 2001.
14. Blinov I.V., Parus E.V. Congestion management and minimization of price difference between coupled electricity markets. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2015. No 4. Pp. 81–88. (Ukr)
15. Blinov I., Kyrylenko O., Parus E., Rybina O. Decentralized Market Coupling with Taking Account Power Systems Transmission Network Constraints. In: Power Systems Research and Operation. Studies in Systems, Decision and Control. Springer, Cham. 2022. Vol 388. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-030-82926-1_1.
16. Klemperer P. Auction Theory: A Guide to the Literature. *Journal of Economic Surveys*. 1999. Vol. 13. Issue 3. Pp. 227–286. DOI: <https://doi.org/10.1111/1467-6419.00083>.
17. Milgrom P. Putting Auction Theory to Work. Cambridge, United Kingdom: Cambridge University Press, 2004. 277 p.
18. Blinov I.V., Parus Y.V. Features of use of the net export function properties for the congestion management on the "day-ahead" market. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2015. No 6. Pp. 63–68. (Ukr)
19. Directive (EU) 2019/944 of the European Parliament and of the Council of 5 June 2019 on common rules for the internal market for electricity and amending Directive 2012/27/EU (recast). URL: <https://eur-lex.europa.eu/legal-content/en/TXT/?uri=CELEX%3A32019L0944> (accessed 25.12.2023).
20. Robert Phillips. Pricing and Revenue Optimization. Stanford University Press, 2005. 78 p.

Надійшла 16.01.2024
Остаточний варіант 28.01.2024

**ЗМЕНШЕННЯ ВПЛИВУ ВІДХИЛЕНЬ ПАРАМЕТРІВ
ГЕНЕРАТОРІВ У ПРЕЦИЗІЙНИХ КВАДРАТУРНИХ МОСТАХ**

П.І. Борщов^{1*}, канд. техн. наук, О.Л. Ламеко^{2**}, канд.техн.наук, В.Г. Мельник^{1***}, докт. техн. наук

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

² ДП "Науково-виробничий центр "Енергоімпульс" Інституту електродинаміки НАН України",
Берестейський пр., 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: pavbor2010@gmail.com

Статтю присвячено вирішенню проблеми визначення метрологічних характеристик еталонів електричної ємності на промисловій частоті. Відмічена перспективність вимірювань з застосуванням квадратурного моста змінного струму для визначення параметрів імпедансу еталонів електричної ємності на промисловій частоті шляхом порівняння з параметрами еталонів активного опору. Показано перевагу застосування при цьому індикатора нерівноваги моста з високим вхідним опором, що полягає у можливості зменшення впливу вищих гармонік напруг живлення. Проведено аналіз відомого методу порівняння імпедансу еталонів зі зменшенням похибок, обумовлених відхиленням параметрів генераторів квадратурного моста від розрахункових. Показано, що відомий метод забезпечує достатню компенсацію таких похибок лише за малих значеннях цих відхилень та в малому діапазоні різниць порівнюваних імпедансів. Відомий метод удосконалено шляхом використання ітераційного алгоритму під час обробки результатів вимірювальних перетворень для визначення дійсного відхилення відношення імпедансів порівнюваних еталонів від номінального значення. Наведено математичні вирази для розрахунку вимірюваної величини. Проведено розрахунки складових похибки визначення вимірюваної величини для різних значень відхилень напруг генераторів. Обчислення проводилися для двох варіантів реалізації варіації напруги генератора: мультиплікативної варіації амплітуди напруги та адитивної варіації фази напруги. Розроблений варіант методу вимірювання дає змогу знизити вказані похибки до необхідних рівнів за мале число кроків ітерації – в переважній більшості випадків достатньо двох кроків. Його застосування дає можливість отримати високі метрологічні характеристики квадратурних мостів змінного струму для порівняння імпедансів еталонів ємності і активного опору в широкому діапазоні порівнюваних величин і за досить великих різницях напруги генераторів, що дає змогу спростити апаратуру приладів. Бібл. 18, рис. 1, табл. 1.

Ключові слова: імпеданс, адмітанс, імітанс, еталон, квадратурний міст, зменшення похибок, ітераційний метод.

Вступ. Забезпечення надійного функціонування складових частин електрообладнання енергетичних об'єктів (силових та вимірювальних трансформаторів, вводів, реакторів, конденсаторів) вимагає достовірного визначення параметрів активних опорів, ємності, індуктивності, тангенсів фазового кута та кута втрат їх елементів з точністю, що визначається вимогами нормативних документів [1]. Значний обсяг вимірювань виконується на промисловій частоті 50 Гц. Високі метрологічні характеристики вимагаються від вимірювачів параметрів високовольтної ізоляції – ємності і тангенсу кута діелектричних втрат. В Україні останнім часом були розроблені і широко застосовуються автоматичні вимірювачі електричних характеристик ізоляції і ізоляційних рідин [2, 3], що характеризуються високою чутливістю і низькими похибками вимірювання, зокрема, адитивна складова похибки вимірювання тангенсу кута втрат не перевищує $1...2 \cdot 10^{-4}$.

Повірка та калібрування засобів вимірювальної техніки проводиться науковими метрологічними центрами, метрологічними центрами, повірочними та калібрувальними лабораторіями (в Україні – Укрметртестстандарт та інші профільні організації). Державна повірочна схема засобів вимірювання ємності і тангенсу кута втрат в Україні регламентується нормативним

документом [4] і має декілька рівнів: державний еталон, вторинні еталони, робочі еталони 1-3 розрядів, робочі засоби вимірювань. При цьому похибка засобу вимірювання більш високого рівня, як правило, повинна бути у 2-3 рази нижчою за похибку вимірювання засобу нижчого рівня. Згідно з [4], державний еталон ємності і тангенса кута втрат забезпечує відтворення параметрів тільки на частоті 1000 Гц, при цьому забезпечуються такі значення розширеної невизначеності вимірювань:

- по електричній ємності – $4,8 \cdot 10^{-6}$;
- по тангенсу кута втрат – від $6,2 \cdot 10^{-6}$ до $3 \cdot 10^{-4}$.

Значення тангенсу кута втрат, отримане в результаті вимірювань на частоті 1000 Гц, неможливо безпосередньо прийняти для частоти 50 Гц, оскільки вплив паразитного активного опору, який включається паралельно з ємністю, суттєво зростає у разі зниження частоти. Тому вторинні еталони ємності і тангенсу кута втрат, вимоги до параметрів яких на частотах 40 – 1000 Гц сформульовано в [4], повинні обов'язково проходити калібрування на промисловій частоті. Проте, на сьогодні в Україні відсутня необхідна для цього метрологічна апаратура. Це приводить до необхідності проведення калібрування відповідного метрологічного устаткування в інших країнах, що пов'язано з високою вартістю робіт, складнощами митного оформлення задля тимчасового ввезення і вивозу устаткування, а також з ризиками, пов'язаними з транспортуванням.

Шлях вирішення проблеми. Вирішення вказаної проблеми можливе шляхом застосування квадратурного моста змінного струму, в якому реактивний опір ємності, що калібрується, порівнюються з активним опором еталону, який повинен мати відому квадратурну (ємнісну) складову на частоті, на якій проводиться калібрування. Перспективним шляхом може стати використання існуючих еталонів активного опору, наприклад, типу P4016 [5]. Для високоомних еталонів активних опорів найбільш суттєво на частотну характеристику впливає паразитна ємність, що паралельна до їхнього опору. Тангенс фазового кута такого еталону збільшується пропорційно збільшенню частоти. Характер його частотної залежності можна визначити вимірюванням параметрів його комплексного опору на частотах в діапазоні 1000 Гц – 10 кГц за допомогою існуючих прецизійних мостів змінного струму, наприклад, високоімпедансного моста 5100 [6]. Аналіз результатів вимірювань на вказаних частотах дозволить визначити параметри еквівалентної електричної схеми реального зразка еталона. Після цього можна визначити розрахунковим шляхом дійсне значення тангенсу фазового кута еталону активного опору для частоти 50 Гц.

Для порівняння параметрів еталону електричної ємності з параметрами еталону активного опору на промисловій частоті необхідно створити квадратурний міст-компаратор змінного струму, який забезпечить такі метрологічні параметри:

- середньоквадратичне відхилення відносної похибки порівняння по основному параметру (ємність-активний опір) не більше $3 \cdot 10^{-6}$;
- середньоквадратичне відхилення абсолютної похибки порівняння по допоміжному параметру (тангенс кута втрат – тангенс фазового кута) не більше $3 \cdot 10^{-6}$.

Після визначення параметрів еталону ємності одного номінального значення цей еталон можна прийняти як опорний. Визначити параметри еталонів ємності інших номінальних значень можна за допомогою звичайного моста змінного струму з порівнянням величин одного виду.

Порівняння квадратурних параметрів імпедансів застосовувалося до недавнього часу переважно для прецизійних вимірювань з метою відтворення співвідношень активного і ємнісного опорів. Провідні метрологічні лабораторії світу використовують трансформаторні квадратурні мости, на базі яких побудовані первинні еталони ємності і електричного опору [7–11]. Однак точність таких приладів на низьких частотах обмежена можливостями використовуваних трансформаторних подільників.

У метрологічних лабораторіях розвинених країн останнім часом набули розвитку роботи, спрямовані на створення квадратурних мостів для порівняння імпедансів на базі цифрових багатофазних генераторів. Відомі квадратурні мости з генераторами, в яких використовують синтезатори на основі масиву Джозефсона [12]. Таке рішення забезпечує високі метрологічні параметри, але воно є занадто дорогим. Сучасні тенденції побудови прецизійних генераторів синусоїдальних напруг передбачають застосування цифрових методів синтезу ступінчатих напруг з використанням або дискретних формувачів, або ЦАП з перемиканням керуючих кодів [13, 14]. При цьому у синтезованих напругах з'являються вищі гармонічні складові, номери і рівні яких залежать від кількості ступенів, які застосовуються для апроксимації синусоїди. Наприклад, при використанні 32 сходинки апроксимації в сигналі присутні: гармоніка номер 31 з відносним рівнем 1/31, гармоніка

33 рівня $1/33$ і далі з номерами $32n \pm 1$. Використання таких генераторів у квадратурних мостах змінного струму, у яких в одне плече включено активний опір, а в інше – конденсатор, призводить до того, що у змінному струмі через конденсатор рівень вищих гармонік є набагато вищим, ніж у струмі через активний опір.

Тому у разі застосування мосту з порівнянням струмів через об'єкти рівень вищих гармонік у цих струмах буде суттєво відрізнятися. Це матиме негативні наслідки:

- по-перше, суттєво зростають вимоги до підсилювача струму нерівноваги стосовно його динамічного діапазону, оскільки можливе насичення підсилювача, відповідно, поява нелінійних спотворень сигналу, що може мати наслідком недопустимо великі похибки вимірювань,
- по-друге, в процесі синхронного детектування вищі гармоніки зміщуються в низькочастотну зону і впливають на постійну складову вихідного сигналу детектора, що також призводить до похибок вимірювання.

В роботах [15, 16] вказано переваги застосування мостових кіл з детектором сигналу нерівноваги, що має високий вхідний опір, тобто з індикатором напруги нерівноваги моста. Відносний рівень вищих гармонік у напрузі нерівноваги практично такий же, як і в напругах генераторів, тому їх нескладно буде придушити відомими методами фільтрації сигналів. У вказаних роботах наведені структури квадратурних мостів змінного струму, в яких використовуються два генератори – генератор напруги з постійною амплітудою і фазою і регульований генератор квадратурної напруги з можливістю регулювання рівня амплітуди. Опорні постійні напруги, з яких формуються ступінчасті вихідні напруги генераторів, можна отримати з одного джерела стабільної напруги. Стабільність їхнього співвідношення забезпечити нескладно. Однак реальні параметри вузлів формування ступінчатих напруг цих генераторів відрізняються від розрахункових значень, що має наслідком відхилення амплітуд і фаз напруг генераторів між собою та від номінальних (розрахункових) значень. Задля забезпечення низького рівня таких відхилень використовують досить складні схеми і технології виготовлення квадратурних генераторів. При цьому все одно залишаються достатньо великі похибки вимірювань, які потрібно зменшувати. Ефективність існуючих методів, запропонована в [15, 16], є недостатньою.

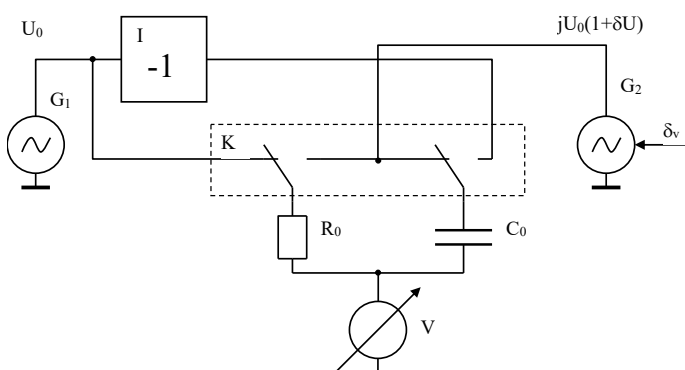
Мета роботи: аналіз похибок вимірювання параметрів імпедансів, обумовлених відхиленням параметрів генераторів у квадратурних мостах змінного струму, від розрахункових значень, а також розробка алгоритмічного методу зниження вказаних похибок до рівня, необхідного для забезпечення прецизійних вимірювань параметрів еталонів ємності і активного опору на промислових частотах.

Як вказувалося вище, квадратурний міст повинен забезпечити порівняння параметрів еталону ємності одного номінального значення з параметрами еталону активного опору. Під час його побудови доцільно вибрати опорний еталон з середнім значенням ємності (не вище 3000 пФ), що має на частоті 50 Гц досить високий імпеданс (більше 1 МОм). При цьому немає необхідності в забезпеченні чотирьохпарного підключення еталонів [17], оскільки імпеданси з'єднувальних кабелів є нехтовно малими у порівнянні з імпедансами еталонів. На практиці опір з'єднувального кабелю не перевищує 0,1 Ом, тоді для вказаних еталонів відношення імпедансів кабелів і еталона не перевищить 0,1 ppm, тобто впливом опорів кабелів можна знехтувати.

Аналіз відомого методу вимірювання. В роботі [15] описано принципи побудови і структури прецизійних квадратурних мостів змінного струму. У цих пристроях реалізовано варіаційний метод вимірювання параметрів імпедансів, що базується на аналізах реакцій вимірювального кола на детерміновані зміни параметрів кола, зокрема, напруг генераторів. Потрібно відмітити, що такий метод може бути застосований переважно для прецизійних вимірювань в

лабораторних умовах, оскільки для виконання вказаних етапів потрібен час, протягом якого параметри об'єктів вимірювання і вимірювального тракту не повинні суттєво змінюватись.

На рисунку показано функціональну схему квадратурного моста, що призначений для порівняння параметрів еталонів з високими імпедансами [15]. Міст має у своєму складі два квадратурних генератори напруг $G1$ і $G2$, фази вихідних сигналів яких зсунуті



на 90° , а також інвертор, який може повертати на 180° фазу напруги генератора $G1$. Еталони C_0 і R_0 , параметри яких порівнюються, підключаються за допомогою комутатора K до виходів генераторів за певним алгоритмом. Сигнал нерівноваги моста вимірюється за допомогою векторного вольтметра V .

Для аналізу поведінки моста на основній гармоніці скористаємося методом комплексних амплітуд. Позначимо вектор напруги генератора $G1$ як U_0 (вектор з нульовою фазою). Припустимо, що напруга генератора $G2$ формується з похибкою $\dot{\delta}_U$, тобто становить $jU_0(1 + \dot{\delta}_U)$. В загальному випадку $\dot{\delta}_U$ – комплексна величина, що враховує амплітудну і фазову похибки формування напруги.

Вимірювання виконують за три етапи.

1. Комутатор підключає еталони наступним чином: до виходу генератора $G1$ підключається еталон опору R_0 (його імпеданс позначено як Z_R , адмітанс – як Y_R), а до виходу генератора $G2$ – еталон C_0 (імпеданс якого позначений Z_C , адмітанс – як Y_C). Вимірюють векторним вольтметром V комплексну напругу нерівноваги моста \dot{U}_{N1} – визначають її синфазну і квадратурну складові. Вхідний адмітанс вольтметра позначено як Y_V .

2. Конфігурація вимірювального кола зберігається, але здійснюється варіація напруги генератора $G2$, тобто вона змінюється на значення $\dot{\delta}_V$ і стає рівною $jU_0(1 + \dot{\delta}_U + \dot{\delta}_V)$. Варіація може виконуватися шляхом зміни амплітуди або фази напруги цього генератора. Вимірюють складові напруги нерівноваги \dot{U}_{N2} .

3. Змінюється порядок підключення еталонів до генераторів. Еталон C_0 підключається до виходу інвертора напруги генератора $G1$, тобто до нього підключається напруга $-U_0$, а еталон R_0 – до виходу генератора $G2$ з напругою $jU_0(1 + \dot{\delta}_U)$. Вимірюють складові напруги нерівноваги \dot{U}_{N3} .

Система рівнянь, що описує результати вимірювань, має вигляд

$$\begin{aligned}\dot{U}_{N1} &= \frac{U_0}{Y_\Sigma} (Y_R + j(1 + \dot{\delta}_U) \cdot Y_C), \\ \dot{U}_{N2} &= \frac{U_0}{Y_\Sigma} (Y_R + j(1 + \dot{\delta}_U + \dot{\delta}_V) \cdot Y_C), \\ \dot{U}_{N3} &= \frac{U_0}{Y_\Sigma} (-Y_C + j(1 + \dot{\delta}_U) \cdot Y_R),\end{aligned}\tag{1}$$

де $Y_\Sigma = Y_R + Y_C + Y_V$ – сума адмітансів гілок мостового кола і вольтметра.

Вимірюваною величиною є відносне відхилення адмітансів (або імпедансів) еталонів

$$\dot{\delta}_Z = \frac{jY_R}{Y_C} - 1 = \frac{jZ_C}{Z_R} - 1.\tag{2}$$

Точне рішення системи (1) відносно $\dot{\delta}_Z$ має вигляд

$$\dot{\delta}_Z = \frac{\dot{\delta}_V}{2 + \dot{\delta}_U} \cdot \frac{j\dot{U}_{N3} - \dot{U}_{N1}}{\dot{U}_{N2} - \dot{U}_{N1}}.\tag{3}$$

Тобто результат вимірювання відносного відхилення порівнюваних імпедансів залежить від похибки відношення напруг генераторів $\dot{\delta}_U$, вплив цієї величини зменшується тільки в 2 рази.

Відзначимо, що у разі застосування виразу (3) на результат вимірювання не впливають похибки векторного вольтметра, оскільки адитивна похибка компенсується при обчисленні різниць результатів в чисельнику і знаменнику, а мультиплікативна похибка (в тому числі і фазова) – при обчисленні відношення різниць результатів.

Приведений в роботі [15] вираз

$$\dot{\delta}_Z = \frac{\dot{\delta}_V}{2} \frac{j\dot{U}_{N3} - \dot{U}_{N1}}{\dot{U}_{N2} - \dot{U}_{N1}}\tag{4}$$

отримано з використанням припущення, що $\dot{\delta}_U$ є нехтовно малим у порівнянні з двійкою. Це припущення справедливе за таких умов: мостове коло достатньо точно врівноважене, відносне відхилення напруг генераторів мале, і вимірюється тільки невелика остаточно напруга нерівноваги. Однак у загальному випадку вказані умови можуть не виконуватися. Наприклад, якщо мостове коло врівноважене по основному параметру з похибкою 1%, відносне відхилення амплітуд напруг

генераторів також складає 1%, то похибка визначення $\dot{\delta}_z$ складе 0,005, а результуюча похибка вимірювання Z_C становитиме $5 \cdot 10^{-5}$, що не відповідає сформульованим вище вимогам до точності вимірювань.

Необхідно також вказати, що наведений аналіз не враховує похибки інвертування, які нескладно знизити до нехтовно малих значень при застосуванні цифрових методів генерації напруги, та випадкові варіації даних під час вимірювання, належний рівень яких забезпечується заходами стабілізації параметрів вимірювального каналу.

Розробка вдосконаленого методу вимірювання.

Удосконалення відомого методу вимірювання полягає в тому, що в алгоритм обробки результатів вимірювань після виконання вимірювальних перетворень апаратурою квадратурного моста додаються операції визначення відносних значень ($\dot{\delta}_U$) різниці напруг генераторів та операції визначення $\dot{\delta}_z$ з урахуванням $\dot{\delta}_U$. Ці величини є взаємопов'язаними. Зменшення впливу відхилень напруг генераторів від розрахункових значень досягається застосуванням ітераційного алгоритму обчислень.

Розглянемо обґрунтування нового методу вимірювання.

Знайдемо точне рішення системи рівнянь (1) відносно відхилення відношення напруг генераторів $\dot{\delta}_U$

$$\dot{\delta}_U = \frac{\dot{\delta}_V \cdot j\dot{U}_{N3} + \dot{U}_{N1}}{2 + \dot{\delta}_z \cdot \dot{U}_{N2} - \dot{U}_{N1}}. \quad (5)$$

Тепер маємо систему двох рівнянь (3), (5) з двома комплексними невідомими $\dot{\delta}_U$ і $\dot{\delta}_z$. Представимо вирази (3) і (5) з використанням дійсних (синфазних) і уявних (квадратурних) складових комплексних величин

$$\dot{\delta}_z = \frac{\text{Re}(\dot{\delta}_V) \cdot (2 + \text{Re}(\dot{\delta}_U)) + \text{Im}(\dot{\delta}_V) \cdot \text{Im}(\dot{\delta}_U) + j \cdot (\text{Im}(\dot{\delta}_V) \cdot (2 + \text{Re}(\dot{\delta}_U)) - \text{Re}(\dot{\delta}_V) \cdot \text{Im}(\dot{\delta}_U))}{(2 + \text{Re}(\dot{\delta}_U))^2 + \text{Im}^2(\dot{\delta}_U)} \rightarrow$$

$$\frac{A_1 \cdot A_2 + B_1 \cdot B_2 + j \cdot (A_1 \cdot B_2 - B_1 \cdot A_2)}{A_1^2 + B_1^2}, \quad (6)$$

де $A_1 = \text{Re}(\dot{U}_{N2}) - \text{Re}(\dot{U}_{N1})$, $B_1 = \text{Im}(\dot{U}_{N2}) - \text{Im}(\dot{U}_{N1})$, $A_2 = -\text{Im}(\dot{U}_{N3}) - \text{Re}(\dot{U}_{N1})$, $B_2 = \text{Re}(\dot{U}_{N3}) - \text{Im}(\dot{U}_{N1})$.

$$\dot{\delta}_U = \frac{\text{Re}(\dot{\delta}_V) \cdot (2 + \text{Re}(\dot{\delta}_z)) + \text{Im}(\dot{\delta}_V) \cdot \text{Im}(\dot{\delta}_z) + j \cdot (\text{Im}(\dot{\delta}_V) \cdot (2 + \text{Re}(\dot{\delta}_z)) - \text{Re}(\dot{\delta}_V) \cdot \text{Im}(\dot{\delta}_z))}{(2 + \text{Re}(\dot{\delta}_z))^2 + \text{Im}^2(\dot{\delta}_z)} \rightarrow$$

$$\frac{A_1 \cdot A_3 + B_1 \cdot B_3 + j \cdot (A_1 \cdot B_3 - B_1 \cdot A_3)}{A_1^2 + B_1^2}, \quad (7)$$

де $A_3 = -\text{Im}(\dot{U}_{N3}) + \text{Re}(\dot{U}_{N1})$, $B_3 = \text{Re}(\dot{U}_{N3}) + \text{Im}(\dot{U}_{N1})$.

З (6) отримуємо вирази для визначення складових $\dot{\delta}_z$

$$\text{Re}(\dot{\delta}_z) = \frac{(\text{Re}(\dot{\delta}_V) \cdot (2 + \text{Re}(\dot{\delta}_U)) + \text{Im}(\dot{\delta}_V) \cdot \text{Im}(\dot{\delta}_U)) \cdot (A_1 \cdot A_2 + B_1 \cdot B_2) -}{((2 + \text{Re}(\dot{\delta}_U))^2 + \text{Im}^2(\dot{\delta}_U)) \cdot}$$

$$\frac{-(\text{Im}(\dot{\delta}_V) \cdot (2 + \text{Re}(\dot{\delta}_U)) - \text{Re}(\dot{\delta}_V) \cdot \text{Im}(\dot{\delta}_U)) \cdot (A_1 \cdot B_2 - B_1 \cdot A_2)}{(A_1^2 + B_1^2)}, \quad (8)$$

$$\text{Im}(\dot{\delta}_z) = \frac{(\text{Re}(\dot{\delta}_V) \cdot (2 + \text{Re}(\dot{\delta}_U)) + \text{Im}(\dot{\delta}_V) \cdot \text{Im}(\dot{\delta}_U)) \cdot (A_1 \cdot B_2 - B_1 \cdot A_2) +}{((2 + \text{Re}(\dot{\delta}_U))^2 + \text{Im}^2(\dot{\delta}_U)) \cdot}$$

$$\frac{+(\text{Im}(\dot{\delta}_V) \cdot (2 + \text{Re}(\dot{\delta}_U)) - \text{Re}(\dot{\delta}_V) \cdot \text{Im}(\dot{\delta}_U)) \cdot (A_1 \cdot A_2 + B_1 \cdot B_2)}{(A_1^2 + B_1^2)}. \quad (9)$$

Аналогічно з (7) отримуємо вирази для визначення складових $\dot{\delta}_U$

$$\operatorname{Re}(\dot{\delta}_V) = \frac{(\operatorname{Re}(\dot{\delta}_V) \cdot (2 + \operatorname{Re}(\dot{\delta}_Z)) + \operatorname{Im}(\dot{\delta}_V) \cdot \operatorname{Im}(\dot{\delta}_Z)) \cdot (A_1 \cdot A_3 + B_1 \cdot B_3) -}{((2 + \operatorname{Re}(\dot{\delta}_Z))^2 + \operatorname{Im}^2(\dot{\delta}_Z)^2)} \rightarrow$$

$$\frac{-\operatorname{Im}(\dot{\delta}_V) \cdot (2 + \operatorname{Re}(\dot{\delta}_Z)) - \operatorname{Re}(\dot{\delta}_V) \cdot \operatorname{Im}(\dot{\delta}_Z)) \cdot (A_1 \cdot B_3 - B_1 \cdot A_3)}{\cdot (A_1^2 + B_1^2)} \quad (10)$$

$$\operatorname{Im}(\dot{\delta}_V) = \frac{(\operatorname{Re}(\dot{\delta}_V) \cdot (2 + \operatorname{Re}(\dot{\delta}_Z)) + \operatorname{Im}(\dot{\delta}_V) \cdot \operatorname{Im}(\dot{\delta}_Z)) \cdot (A_1 \cdot B_3 - B_1 \cdot A_3) +}{((2 + \operatorname{Re}(\dot{\delta}_Z))^2 + \operatorname{Im}^2(\dot{\delta}_Z)^2)} \rightarrow$$

$$\frac{+(A_1 \cdot A_3 + B_1 \cdot B_3) \cdot (\operatorname{Im}(\dot{\delta}_V) \cdot (2 + \operatorname{Re}(\dot{\delta}_Z)) - \operatorname{Re}(\dot{\delta}_V) \cdot \operatorname{Im}(\dot{\delta}_Z))}{\cdot (A_1^2 + B_1^2)} \quad (11)$$

Аналітичне рішення системи (8)–(11) в явному вигляді задля визначення складових $\dot{\delta}_Z$ є громіздким і незручним для практичного застосування. Під час побудови вимірювальних пристроїв з мікропроцесорами запропоновано застосовувати числовий ітераційний алгоритм рішення даної системи [18].

Завдання полягає у вирішенні двох пар рівнянь (8, 9) і (10, 11), які відображають взаємну залежність $\dot{\delta}_Z$ та $\dot{\delta}_V$. Тому можна використати можливість почергового обчислення значень вказаних величин кількома кроками, при цьому на кожному наступному кроці похибка визначення кожної з величин зменшується. Для цього потрібно виконати наступну послідовність операцій.

На першому ітераційному кроці з (8), (9) знаходять перші наближені значення складових $\dot{\delta}_{Z1}$ за умови $\operatorname{Re}(\dot{\delta}_V) = 0$, $\operatorname{Im}(\dot{\delta}_V) = 0$. Знайдені значення підставляють у (10) і (11) і знаходять перші наближені значення складових $\dot{\delta}_{V1}$. Другий крок ітерації – підставляють складові $\dot{\delta}_{V1}$ у вирази (8), (9) і знаходять другі наближені значення складових $\dot{\delta}_{Z2}$. Ітераційні кроки повторюють доти, доки різниця між значеннями складових $\dot{\delta}_Z$, отриманих на поточному і попередньому кроках, не стане менше встановленого рівня.

Як показують дослідження, розроблений метод вимірювання є ефективним за умови, що відхилення відношення напруг генераторів є суттєво меншим за одиницю, крім того, вимірюване відхилення параметрів еталонів не перевищує 1 %.

Були проведені розрахунки складових похибки визначення величини $\dot{\delta}_Z$ для різних значень $\dot{\delta}_V$ і $\dot{\delta}_Z$ на різних кроках ітерації. Обчислення проводилися для двох варіантів реалізації варіації напруги генератора G2:

1. Мультиплікативна варіація амплітуди напруги. Таку варіацію нескладно забезпечити у мостах, що містять індуктивні подільники напруги з тісним індуктивним зв'язком. Вказана варіація виконується шляхом комутації спеціально виконаної обмотки послідовно з плечем моста, в якому діє напруга генератора G2. Приклад: $\dot{\delta}_V = 0,01$.

2. Варіація шляхом зміни фази напруги. Її реалізація дуже проста при застосуванні генератора квазисинусоїдальної ступінчастої напруги і виконується шляхом зсуву у часі значень керуючих кодів ЦАП, наприклад, на один такт. Отримуємо $\dot{\delta}_V = e^{j \cdot 2\pi/n} - 1$, де n – кількість ступеней апроксимації синусоїди.

В таблиці представлені значення складових похибки визначення величини $\dot{\delta}_Z$ для різних значень $\dot{\delta}_V$ і $\dot{\delta}_Z$ на різних кроках ітерації. У комірках таблиці першим вказано значення похибки, другим (через косу риску) – різниця між обчисленими значеннями на поточному і попередньому кроках. Стовпчики, позначені цифрами від 0 до 3, відповідають крокам ітерації. Крок «0» - похибка обчислення складових $\dot{\delta}_Z$ без застосування ітерацій, тобто за виразом (3). Результати обчислень для двох вказаних варіантів реалізації варіації напруги генератора G2 практично не відрізняються.

У рядках 1-5 таблиці наведено дані для «чистої» ємності C_0 , у якій тангенс кута втрат дорівнює нулю. У перших трьох рядках розглянуто випадок відсутності квадратурної складової відхилення відношення напруг генераторів $\dot{\delta}_V$ від номінального значення. Якщо прийняти, що допустиме значення різниці між значеннями складових $\dot{\delta}_Z$, отриманих на поточному і попередньому кроках, складає 10^{-6} , то з рядків 1-3 таблиці видно, що за відносних відхиленнях $\dot{\delta}_V$ і $\dot{\delta}_Z$ на 10%

потрібно виконати 3 кроки ітерації, а за відхиленні δ_U на 1% і менше достатньо двох кроків. Для даного випадку квадратурна складова похибки відсутня.

У рядках 4 і 5 наведено дані для «чистої» ємності C_0 , але присутня квадратурна складова відхилення відношення напруг генераторів δ_U . У цьому випадку з'являється квадратурна складова похибки вимірювання δ_Z . Різниця між значеннями складових δ_Z , отриманих на поточному і попередньому кроках, за відхиленні δ_Z на 10% складають менше 10^{-6} після виконання третього кроку ітерації, а за відхиленні на 1% і менше – після другого кроку.

№	δ_Z	δ_U	Складова похибки δ_Z , розрахована на різних кроках ітерації/ різниця між значеннями на поточному і попередньому кроках							
			синфазна				квадратурна			
			0	1	2	3	0	1	2	3
1	0,1	0,1	$5 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-5}/$ $5 \cdot 10^{-3}$	$2,6 \cdot 10^{-8}/$ $1,1 \cdot 10^{-5}$	$6 \cdot 10^{-11}/$ $2,6 \cdot 10^{-8}$	0	0	0	0
2	0,01	0,01	$5 \cdot 10^{-5}$	$1,2 \cdot 10^{-9}/$ $5 \cdot 10^{-5}$	$3 \cdot 10^{-14}/$ $1,2 \cdot 10^{-9}$	-	0	0	0	-
3	0,002	0,01	$1 \cdot 10^{-5}$	$5 \cdot 10^{-11}/$ $1 \cdot 10^{-5}$	0/ $5 \cdot 10^{-11}$	-	0	0	0	-
4	0,1	0,1+ 0,05j	$5 \cdot 10^{-3}$	$8,8 \cdot 10^{-6}/$ $5 \cdot 10^{-3}$	$8,1 \cdot 10^{-9}/$ $8,8 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{-11}/$ $8,1 \cdot 10^{-9}$	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-5}/$ $2,5 \cdot 10^{-3}$	$3,5 \cdot 10^{-8}/$ $1,1 \cdot 10^{-5}$	$8,9 \cdot 10^{-11}/$ $3,5 \cdot 10^{-8}$
5	0,01	0,01+ 0,01j	$5 \cdot 10^{-5}$	$1,2 \cdot 10^{-11}/$ $5 \cdot 10^{-5}$	$6 \cdot 10^{-14}/$ $1,2 \cdot 10^{-11}$	-	$5 \cdot 10^{-5}$	$2,5 \cdot 10^{-9}/$ $5 \cdot 10^{-5}$	$6 \cdot 10^{-14}/$ $2,5 \cdot 10^{-9}$	-
6	0,1+ 0,001j	0,1+ 0,05j	$5 \cdot 10^{-3}$	$8,5 \cdot 10^{-6}/$ $5 \cdot 10^{-3}$	$7 \cdot 10^{-9}/$ $8,5 \cdot 10^{-6}$	$2,2 \cdot 10^{-11}/$ $7 \cdot 10^{-9}$	$2,6 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-5}/$ $2,6 \cdot 10^{-3}$	$3,5 \cdot 10^{-8}/$ $1,1 \cdot 10^{-5}$	$9 \cdot 10^{-11}/$ $3,5 \cdot 10^{-8}$
7	0,01+ 0,0001j	0,01+ 0,01j	$5 \cdot 10^{-5}$	$4 \cdot 10^{-11}/$ $5 \cdot 10^{-5}$	$6 \cdot 10^{-14}/$ $4 \cdot 10^{-11}$	-	$5 \cdot 10^{-5}$	$2,5 \cdot 10^{-9}/$ $5 \cdot 10^{-5}$	$6 \cdot 10^{-14}/$ $2,5 \cdot 10^{-9}$	-

Рядки 6 і 7 стосуються випадку, коли ємність C_0 має тангенси кута діелектричних втрат відповідно 0,1% і 0,01%. Необхідна кількість кроків ітерації в цьому випадку така ж, як і в попередньому.

Висновок.

Розроблений метод вимірювання з використанням ітераційного алгоритму обробки результатів вимірювальних перетворень в квадратурних мостах змінного струму забезпечує зниження похибок порівняння параметрів імпедансу еталонів та дає змогу отримати кінцевий результат вимірювань з необхідним рівнем похибки за мале число кроків ітерації – в переважній більшості випадків достатньо двох кроків. Застосування методу дозволяє отримати високі метрологічні характеристики за досить великих відхиленнях відношення напруг генераторів моста, що дає змогу зменшити апаратні витрати при реалізації квадратурних мостів змінного струму для порівняння еталонів ємності і активного опору.

Роботу виконано за рахунок бюджетної теми "Розширення функціональних можливостей та підвищення метрологічних характеристик засобів вимірювання в системах моніторингу і діагностування в електроенергетиці" (шифр – "ПАРАМЕТР-Д"), КПКВК 6541030.

1. Норми випробування електрообладнання. СОУ-Н ЕЕ 20.302:2020. Міністерство енергетики та захисту довкілля України. ПАТ Національна енергетична компанія Укренерго, 2020. 238 с.
2. Мосты переменного тока высоковольтные автоматические СА7100. Руководство по эксплуатации. Киев: ООО Олтест, 2020. 132 с. URL: <https://oltest.com.ua/wp-content/uploads/2021/08/10-KE-CA7100-ua.pdf> (дата доступу 05.08.2023).
3. Тангенс 3М. Автоматическая установка для измерения тангенса угла диэлектрических потерь изоляционного масла. Характеристики. ООО Харьковэнергоприбо. URL: <https://kep.ua/ru-ru/tan-delta-tester/tangens-3m#spec> (дата доступу 05.08.2023).
4. Державна повірочна схема для засобів вимірювань електричної ємності і тангенсу кута втрат. ДСТУ 4064-2001 Метрологія. Київ: Держстандарт України, 2002. 11 с.
5. Західприлад. Каталог виробів. Міра опору P4016. Технічні характеристики. URL: <https://zapadpribor.com/ua/r4016/> (дата доступу 05.08.2023).

6. Velichko O., Shevkun S., Dombrovskiy M., Dovhan V. Interlaboratory comparisons of calibration results for electrical capacity measures and inductance measures. *Measurements infrastructure*. 2022. Vol. 4. Pp. 1-5. DOI: [https://doi.org/10.33955/v4\[2022\]-021](https://doi.org/10.33955/v4[2022]-021).
7. Inglis A.D., Wood B.M., Cote M., Young R.B., Early M.D. Direct determination of capacitance standards using a quadrature bridge and a pair of quantized Hall resistors. *Conference Digest Conference on Precision Electromagnetic Measurements*. Ottawa, ON, Canada, 16-21 June 2002. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEM.2002.1034812>.
8. Nakamura Y., Nakanishi M., Sakamoto Y., Endo T. Development and uncertainty estimation of bridges for the link between capacitance and the QHR at 1 kHz., Conference on *Precision Electromagnetic Measurements CPEM 2000*. Sydney, NSW, Australia, 14-19 May 2000. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEM.2000.851060>.
9. Chua S.W., Kibble B.P., Hartland A. Comparison of Capacitance with AC Quantized Hall Resistance. Conference on *Precision Electromagnetic Measurements*. Washington DC, USA, 06 August 2002. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEM.1998.699981>.
10. Lan J., Zhang Z., Li Z., He Q., Zhao J. A digital compensation bridge for R-C comparisons. *Metrologia*. 2012. Vol. 49. Pp. 266-272. DOI: <https://doi.org/10.1088/0026-1394/49/3/266>.
11. Schurr J., Bürkel V., Kibble B.P. Realizing the farad from two ac quantum Hall resistances. *Metrologia*. 2009. Vol. 46. Pp. 619-628. DOI: <https://doi.org/10.1088/0026-1394/46/6/003>.
12. Bauer S., Behr R., Hagen T., Kieler O., Lee J., Palafox L., Schurr J. A novel two-terminal-pair pulse-driven Josephson impedance bridge linking a 10 nF capacitance standard to the quantized Hall resistance. *Metrologia*. 2017. Vol. 54. Pp. 152-160. DOI: <https://doi.org/10.1088/1681-7575/aa5ba8>.
13. Trinchera B., Callegaro L., D'Elia V. Quadrature Bridge for R-C Comparisons based on Polyphase Digital Synthesis. *IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference*. IMTC 2007. Warsaw, Poland, 01-03 May 2007. DOI: <https://doi.org/10.1109/IMTC.2007.379013>.
14. Raouf M., Helmy A., Kim K.-T., Kim M.-S. Measurement of capacitance and resistance using two perfectly synchronized voltage sources. *Measurement*. 2015. Vol. 60. Pp. 174-177. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2014.10.011>.
15. Surdu M.N., Lameko A.L., Karpov I.V., Kinard J., Koffman A. Theoretical basic of variational quadrature AC bridges. *Measurement Techniques*. 2006. No 10. Pp. 58-64. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11018-006-0234-1>.
16. Surdu M., Lameko, A., Surdu D., Kursin S. Wide frequency range quadrature bridge comparator. 16th International Congress of *Metrology*. Paris, France. October 2013. DOI: <https://doi.org/10.1051/metrology/201311014>.
17. Kibble B.P., Rayner G.H. Coaxial A.C. bridges. Bristol: Pdam Hilder Ltd., 1984. 203 p.
18. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1981. 720 с.

REDUCTION OF THE INFLUENCE OF DEVIATIONS OF GENERATOR PARAMETERS IN PRECISION QUADRATURE BRIDGES

P.I. Borchshov¹, O.L. Lameko², V.G. Melnyk¹,

¹Institute of electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Beresteiskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

²State factory "Scientific and Production Center" "Energoimpuls" of Institute of electrodynamics National Academy Sciences of Ukraine,

Beresteiskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: pavbor2010@gmail.com.

The article is devoted to solving the problem of attestation of electric capacity standards at industrial frequency. The expediency of using a quadrature bridge of alternating current to determine the parameters of standards of electric capacity at industrial frequency by comparison with the parameters of standards of active resistance was noted. The advantage of using a bridge imbalance indicator with high input impedance is shown, which consists in the possibility of reducing the influence of higher harmonics of the supply voltages. An analysis of the well-known method of reducing of measurement errors caused by the deviation of the generator parameters from the calculated ones was carried out. It is shown that the known method does not provide sufficient compensation for the influence of these errors when the deviations of the generator parameters increase, as well as when the deviations of the bridge from the balance state increase. An iterative algorithm for calculating the measured deviation of the impedance ratio of the compared standards from the nominal value is proposed. Mathematical expressions for calculating the measured quantity are given. Calculations of the components of the measurement error for different values of generator voltage deviations were carried out. Calculations were performed for two variants of generator voltage variation implementation:

multiplicative voltage amplitude variation and additive voltage phase variation. The developed iterative correction method allows to reduce the specified errors to the required levels in a small number of iteration steps - in the vast majority of cases, two steps are enough. The application of the method allows obtaining high metrological characteristics with rather large deviations of the voltage ratio of bridge generators, which makes it possible to reduce hardware costs when implementing quadrature alternating current bridges for comparing capacitance and active resistance standards. References 15, figure 1, table 1.

Keywords: impedance, admittance, immittance, standard, quadrature bridge, error reducing, iterative method.

1. Norms of electrical equipment testing. SOU-H EE 20.302:2020. Ministry of Energy and Environmental Protection of Ukraine. PAT Matsionalna energetychna kompania Ukrenergo, 2020. 238 p. (Ukr)
2. Mosty peremennogo toka vysokovoltnye avtomaticheskije SA7100. Rukovodstvo po ekspluatatsii. Kyiv: OOO Oltest, 2020. 132 p. URL: <https://oltest.com.ua/wp-content/uploads/2021/08/10-KE-CA7100-ua.pdf> (accessed at 05.08.2023). (Rus)
3. Tangens 3M. Avtomaticheskaja ustanovka dlja izmerenia tangensa ugla dielektricheskikh poter izolatsionnogo masla. Kharakteristiki. OOO Kharkovenergopribor. URL: <https://kep.ua/ru-ru/tan-delta-tester/tangens-3m#spec> (accessed at 05.08.2023). (Rus)
4. State verification schedule for means of measuring of the electrical capacitance and dissipation factor. State Standard of Ukraine 4064-2001: Metrology. Kyiv: Derzhstandart Ukraine, 2002. 11 p. (Ukr)
5. Zakhidprylad. Katalog vyrobiv. Mira oporu R4016. Tekhnichni kharakterystyky. URL: <https://zapadpribor.com.ua/r4016/> (accessed at 05.08.2023). (Ukr)
6. Velichko O., Shevkun S., Dombrovskiy M., Dovhan V. Interlaboratory comparisons of calibration results for electrical capacity measures and inductance measures. *Measurements infrastructure*. 2022. Vol. 4. Pp. 1-5. DOI: [https://doi.org/10.33955/v4\[2022\]-021](https://doi.org/10.33955/v4[2022]-021).
7. Inglis A.D., Wood B.M., Cote M., Young R.B., Early M.D. Direct determination of capacitance standards using a quadrature bridge and a pair of quantized Hall resistors. *Conference Digest Conference on Precision Electromagnetic Measurements*. Ottawa, ON, Canada, 16-21 June 2002. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEM.2002.1034812>.
8. Nakamura Y., Nakanishi M., Sakamoto Y., Endo T. Development and uncertainty estimation of bridges for the link between capacitance and the QHR at 1 kHz., Conference on *Precision Electromagnetic Measurements CPEM 2000*. Sydney, NSW, Australia, 14-19 May 2000. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEM.2000.851060>.
9. Chua S.W., Kibble B.P., Hartland A. Comparison of Capacitance with AC Quantized Hall Resistance. Conference on *Precision Electromagnetic Measurements*. Washington DC, USA, 06 August 2002. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEM.1998.699981>.
10. Lan J., Zhang Z., Li Z., He Q., Zhao J. A digital compensation bridge for R-C comparisons. *Metrologia*. 2012. Vol. 49. Pp. 266-272. DOI: <https://doi.org/10.1088/0026-1394/49/3/266>.
11. Schurr J., Bürkel V., Kibble B.P. Realizing the farad from two ac quantum Hall resistances. *Metrologia*. 2009. Vol. 46. Pp. 619-628. DOI: <https://doi.org/10.1088/0026-1394/46/6/003>.
12. Bauer S., Behr R., Hagen T., Kieler O., Lee J., Palafox L., Schurr J. A novel two-terminal-pair pulse-driven Josephson impedance bridge linking a 10 nF capacitance standard to the quantized Hall resistance. *Metrologia*. 2017. Vol. 54. Pp. 152-160. DOI: <https://doi.org/10.1088/1681-7575/aa5ba8>.
13. Trinchera B., Callegaro L., D'Elia V. Quadrature Bridge for R-C Comparisons based on Polyphase Digital Synthesis. *IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference*. IMTC 2007. Warsaw, Poland, 01-03 May 2007. DOI: <https://doi.org/10.1109/IMTC.2007.379013>.
14. Raouf M., Helmy A., Kim K.-T., Kim M.-S. Measurement of capacitance and resistance using two perfectly synchronized voltage sources. *Measurement*. 2015. Vol. 60. Pp. 174-177. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.measurement.2014.10.011>.
15. Surdu M.N., Lameko A.L., Karpov I.V., Kinard J., Koffman A. Theoretical basic of variational quadrature AC bridges. *Measurement Techniques*. 2006. No 10. Pp. 58-64. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11018-006-0234-1>.
16. Surdu M., Lameko, A., Surdu D., Kursin S. Wide frequency range quadrature bridge comparator. 16th International Congress of *Metrology*. Paris, France. October 2013. DOI: <https://doi.org/10.1051/metrology/201311014>.
17. Kibble B.P., Rayner G.H. Coaxial A.C. bridges. Bristol: Pdam Hilder Ltd., 1984. 203 p.
18. Bronshtein I.N., Semendiaiev K.A. Spravochnik po matematike dlja inzhenerov i uchashchikhsia vtusov. Moskva: Nauka, 1981. 720 p.

Надійшла 07.08.2023
Остаточний варіант 17.12.2023