



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

№ 6
2023

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

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

EDITORIAL BOARD*

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

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

INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

Kyrylenko O.V. Member of NAS Ukraine, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv
Shydlovskiy A.K. Member of NAS Ukraine, Institute of electrodynamics of NAS Ukraine, Kyiv
Hubanski S. Professor, Chalmers University of Technology, Sweden
Zhuikov V.Ya. Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv
Zagirnyak M.V. Professor, The Kremenichuk M.Ostrogradskiy National University, Ukraine
Clare Jon C. Professor, The University of Nottingham, Great Britain
Kulyk M.M. Member of NAS Ukraine, Institute of General Energy of NAS Ukraine, Kyiv
Oleshchuk V. Professor, Institute of Power Engineering of AS Moldova, Kishinev
Pavlik M. Member of NAS Ukraine, Technical University of Lodz, Poland
Peresada S.M. Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Kyiv
Pivniak H.H. Member of NAS Ukraine, National Mining University, Dnipropetrovsk, Ukraine
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

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>

DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.06>

ЗМІСТ

Перетворення параметрів електричної енергії

ЖУЙКОВ В.Я., ВЕРБИЦЬКИЙ Є.В., АБАКУМОВА О.О., БЛІНОВ А. Стійкість замкнених систем електроживлення з використанням широтно-імпульсної модуляції під час врахування фактору пульсацій	3
СОЛОВЙОВ В.Г., РЯБЦЕВ І.О., ЛАНКІН Ю.М., РОМАНОВА І.Ю. Розробка та дослідження моделі ПД-регулятора напруги дуги під час наплавлення.....	8
ЛИПКІВСЬКИЙ К.О., МОЖАРОВСЬКИЙ А.Г. Особливості зміни робочих станів виконавчих структур багаторівневих випрямлячів.....	17

Електромеханічне перетворення енергії

ТЕРЯЄВ В.І., ДОВБИК А.Ю., ЗАЙЧЕНКО О.А. Особливості математичного моделювання лінійного асинхронного двигуна з короткими індуктором і вторинним елементом	23
PETUKHOV I.S., AKININ K.P., KIREYEV V.G., LAVRINENKO V.A. Influence of control current waveform on rotor nutation of three-degrees-of-freedom electric machine	36
ANDRIENKO P.D., ALEKSEEVSKIY D.G., BLYZNIAKOV O.V., NEMYKINA O.V., NEMUDRIY I.Yu. Efficacy analysis of electromechanical conversion systems of wind turbines with aerodynamic multiplication.....	44

Електроенергетичні системи та устаткування

БУТКЕВИЧ О.Ф., ГУРСЄВА Т.М., ЮНСЄВА Н.Т. Структурні зміни енергосистем та відповідні зміни їхніх динамічних властивостей.....	54
ЛЕЖНЮК П.Д., ГУНЬКО І.О., КОЗАЧУК О.І., ЛИСИЙ В.М. Втрати електроенергії, викликані перетоками відновлювальних джерел енергії, в балансі електричних мереж.....	65
ПАРУС Є.В., БЛІНОВ І.В., ОЛЕФІР Д.О. Формування графіка пропозиції ГЕС для ринку «на добу наперед» методами умовної оптимізації зі штрафними функціями.....	71

Електротехнологічні комплекси та системи

ЖАРКІН А.Ф., ГОРИСЛАВЕЦЬ Ю.М., ГЛУХЕНЬКИЙ О.І., ЗОЛОТАРЬОВ В.В., БЛЯНІН Р.В. Моделювання електротеплових процесів в установці індукційної термообробки алюмінієвих зливків і визначення шляхів підвищення її ефективності під час пресуванні катанки для силових кабелів.....	81
---	----

ПОКАЖЧИК статей за 2023 рік.....	92
----------------------------------	----

CONTENTS

Conversion of electric energy parameters

ZHUIKOV V.Y., VERBYTSKYI I.V., ABAKUMOVA O.O., BLINOV A. Stability of power supply closed-loop systems with pulse-width modulation and consideration of the pulsation factor3
SOLOVYOV V.G., RYABTSEV I.O., LANKIN Yu.M., ROMANOVA I.Yu. Research and development of the arc voltage PID-controller model during surfacing8
LYPKIVSKYI K.O., MOZHAROVSKYI A.G. Features of changing the operating states of executive structures of multilevel rectifiers17

Electromechanical energy conversion

TERIAIEV V.I., DOVBYK A.Y., ZAICHENKO O.A. Features of mathematical modeling of a linear induction motor with short inductor and secondary23
PETUKHOV I.S., AKININ K.P., KIREYEV V.G., LAVRINENKO V.A. Influence of control current waveform on rotor nutation of three-degrees-of-freedom electric machine36
ANDRIENKO P.D., ALEKSEEVSKIY D.G., BLYZNIAKOV O.V., NEMYKINA O.V., NEMUDRIY I.Yu. Efficacy analysis of electromechanical conversion systems of wind turbines with aerodynamic multiplication44

Electric power systems and installations

BUTKEVYCH O.F., HURIEIEVA T.M., YUNIEIEVA N.T. Structural changes of power systems and corresponding changes of their dynamic properties54
LEZHNIUK P.D., HUNKO I.O., KOZACHUK O.I., LYSYI V.M. Losses of electricity caused by flows of renewable energy sources in the balance of electrical grids65
PARUS Ye.V., BLINOV I.V., OLEFIR D.O. Formation of the schedule of the hydropower offer for the "day ahead" market using conditional optimization methods with penalty functions71

Electrotechnological complexes and systems

ZHARKIN A.F., GORYSLAVETS Yu.M., GLUHENKY O.I., ZOLOTARYOV V.V., BELYANIN R.V. Simulation of electro-thermal processes in the installation of induction heat treatment of aluminum castings and determination of ways to increase its efficiency when pressing wire rod for power cables81

INDEX for papers 202392

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

СТІЙКІСТЬ ЗАМКНЕНИХ СИСТЕМ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ З ВИКОРИСТАННЯМ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЇ МОДУЛЯЦІЇ ПІД ЧАС ВРАХУВАННЯ ФАКТОРУ ПУЛЬСАЦІЙ

В.Я. Жуйков^{1*}, докт. техн. наук, **Є.В. Вербицький**^{1**}, докт. техн. наук,
О.О. Абакумова^{1***}, канд. філос. наук, **А. Блінов**^{2****}, канд. техн. наук,

¹ Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна, e-mail: verbytskyi.ievgen@gmail.com.

² Таллінський технічний університет,
Ehitajate tee 5, 19086, Таллінн, Естонія.

Переважає більшість систем електроживлення малої та середньої потужності базується на імпульсних перетворювачах з використанням широтно-імпульсної модуляції, що забезпечує гнучке регулювання параметрів електроенергії, що особливо важливо в системах з відновлюваними джерелами енергії. За синтезу систем керування на основі широтно-імпульсної модуляції необхідно враховувати рівень пульсації вихідної напруги, яка суттєво впливає на стійкість та, відповідно, на значення коефіцієнту підсилення. Вплив пульсації на стійкість описується на основі фактора пульсації, що враховує складову, яка передує моменту комутації. У статті запропоновано також враховувати складову, що слідує після моменту комутації. На прикладі асинхронної широтно-імпульсної модуляції отримано передавальну характеристику замкненої системи з урахуванням запропонованого фактора пульсації після комутації та проаналізовано область стійкості замкненої системи. Бібл. 12, рис. 2.

Ключові слова: стійкість, фактор пульсацій, коефіцієнт підсилення, асинхронна система, імпульс керування.

Вступ.

Переважає більшість систем електроживлення малої та середньої потужності базується на імпульсних перетворювачах з використанням широтно-імпульсної модуляції (ШІМ), що забезпечує гнучке регулювання параметрів електроенергії, що особливо важливо в системах з відновлюваними джерелами енергії [1], де параметри первинного джерела енергії коливаються в широких межах. Задля вирішення задачі регулювання та стабілізації вихідної напруги перетворювача часто достатньо визначити передавальну функцію та значення коефіцієнту підсилення «у малому» в ланцюгу зворотного зв'язку, для якого забезпечується стійка роботи системи. При цьому варто враховувати рівень пульсації вихідної напруги, яка суттєво впливає на стійкість та, відповідно, на значення коефіцієнту підсилення.

Задля зменшення впливу пульсацій на стабільність і стійкість пропонується використання таких підходів як: встановлення фільтрів у колі зворотного зв'язку [2], застосування фільтрів на вході перетворювача [3] або використання предикта керування [4]. Перелічені підходи підвищують стійкість системи, однак питання впливу пульсацій на значення коефіцієнту підсилення залишається осторонь.

Інший підхід, який забезпечує роботу системи з достатньо високим коефіцієнтом підсилення, полягає у застосуванні ковзного режиму роботи [5] та використанні багатоконтурної системи [6] із застосуванням методу Ляпунова. Однак врахування пульсацій на коефіцієнт підсилення також не пояснюється.

Ще один підхід, який враховує нелінійність системи, полягає в аналізі поведінки системи з використанням ШІМ та методу гармонічного балансу [7], однак і в цьому випадку вплив пульсацій на еквівалентний коефіцієнт підсилення не враховується.

Параметри пульсації вихідної напруги в [8] пропонується використовувати як сигнали керування, що дає змогу покращити перехідний процес, однак й за такого підходу відсутня явна залежність коефіцієнта підсилення від пульсацій.

© Жуйков В.Я., Вербицький Є.В., Абакумова О.О., Блінов А., 2023
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-3338-2426>; ** <https://orcid.org/0000-0001-7275-5152>;
*** <https://orcid.org/0000-0002-5467-2473>; **** <https://orcid.org/0000-0001-8577-4897>

Докладний аналіз стійкості DC-DC перетворювачів та визначення точок біфуркації проведено в роботі [9], але вплив пульсацій безпосередньо на коефіцієнт підсилення залишився поза увагою.

Відмітимо, що для всіх перетворювачів з будь-якою ШІМ загальним є наявність моменту комутації та пульсацій напруги, форма якої до моменту комутації та після різна. Введення у 1963 році в теорію аналізу стійкості системи з ШІМ такого параметру як фактор пульсацій F [10], який визначається як

$$F^{-1} = \left(1 - \frac{du_y / dt}{du_{оп} / dt} \right),$$

де u_y – сигнал керування; $u_{оп}$ – сигнал опорної або розгортуючої напруги, дало змогу враховувати швидкість зміни пульсацій до моменту комутації. В подальшому цей параметр використовувався в багатьох роботах, зокрема в [11] для аналізу систем з двосторонньою модуляцією та в [12] для визначення гармонічного складу напруги та впливу на загальний коефіцієнт пульсацій.

Зауважимо, що загальна пульсація складається не лише зі складової, що передуює моменту комутації, але й зі складової, що слідує після моменту комутації. Тому врахування обох складових на коефіцієнт підсилення, а також визначення з врахуванням цих складових передавальної функції, є актуальною задачею, вирішення якої дасть змогу уточнити область стійкості перетворювачів з ШІМ «у малому». Тому **метою досліджень** є вдосконалення математичної моделі імпульсної замкненої системи керування, що враховує вплив складової пульсації, яка слідує після моменту комутації, на коефіцієнт підсилення та аналіз стійкості замкненої системи на основі отриманої моделі.

2. Передавальні функції з врахуванням пульсацій. У системах з ШІМ використовують два принципово різні підходи: асинхронна ШІМ, за якої змінюється частота сигналу керування, та синхронна ШІМ, за якої частота слідування імпульсів залишається постійною, а тривалість імпульсів змінюється.

Задля спрощення отримання залежності передавальних функцій від впливу пульсацій приймемо наступні умови: всі величини нормовані; безрозмірні; розгортка лінійна з кутом нахилу 45° .

Тоді для асинхронної ШІМ дискретна частота $\omega[n]$, де n – номер інтервалу, визначається через першу різницю $\Delta\gamma[n]$ фазового кута $\gamma[n]$; $\gamma = \tau/T$, τ – тривалість імпульсу керування, що записується як

$$\omega[n] = \Delta\gamma[n] = \gamma[n+1] - \gamma[n].$$

Переходячи до сум рядів зліва та справа, отримуємо

$$\sum_{n=0}^{N-1} \omega[n] = \sum_{n=0}^{N-1} [\Delta\gamma[n]].$$

Застосувавши z -перетворення, знайдемо $\frac{\omega[n]}{z-1} = \gamma[z]$, що дає змогу записати передавальну функцію ланки перетворювача з асинхронною ШІМ без врахування пульсацій у вигляді функції

$$\omega[z] = \frac{1}{z-1},$$

яка є передавальною функцією ідеальної інтегруючої ланки.

Якщо врахувати зміни тривалості $\gamma[n]$ та $\gamma[n+1]$ у момент комутації в залежності від пульсацій за умови лінійної зміни пульсацій, то

$$\omega[n] = \Delta\gamma[n] = \gamma[n+1] - \gamma[n] + \gamma[n+1] \frac{du_+}{d\gamma} + \gamma[n] \frac{du_-}{d\gamma},$$

де u_+ та u_- – сигнали керування до (зліва) та після (справа) моменту комутації.

Враховуючи, що похідна від розгортуючого сигналу u_p за прийнятих умов і зліва, і справа дорівнює 1, та застосувавши z -перетворення, отримуємо для передавальної функції $W_-[z]$ перетворювача з асинхронною ШІМ і врахуванням пульсацій наступний вираз

$$W_-[z] = \frac{F_+}{(z-1)(z - \frac{F_+}{F})}, \quad (1)$$

що вказує на те, що врахування пульсації змінює вид передавальної функції, яка суттєво відрізняється від її ідеального вигляду [10], причому F є фактором пульсацій [10, 11], який визначається за значенням похідної зліва, а F_+ – фактором пульсацій за значенням похідної справа, а саме

$$F^{-1} = \left[1 - \frac{du_- / d\gamma}{du_p / d\gamma} \right]; \quad (2)$$

$$F_+^{-1} = \left[1 + \frac{du_+ / d\gamma}{du_p / d\gamma} \right]. \quad (3)$$

Для синхронної ШІМ різниця між сигналами керування визначається відхиленням $\delta u[n]$ сигналу керування, тобто

$$\delta u[n] = \gamma[n+1] - \gamma[n] + \gamma[n+1] \frac{du_+}{d\gamma} + \gamma[n] \frac{du_-}{d\gamma},$$

та відповідна передавальна функція $W_C[z]$ має вигляд

$$W_C[z] = \frac{F_+}{\left(z - \frac{F_+}{F} \right)}. \quad (4)$$

Формули (1) та (4) визначають передавальні функції перетворювачів з ШІМ з врахуванням похідних пульсацій зліва та справа від моменту комутації у випадку однієї комутації на періоді.

3. Стійкість понижувального перетворювача з синхронною ШІМ. Розглянемо врахування фактора пульсацій F_+ , який визначається справа від моменту комутації, на прикладі понижувального перетворювача з L -фільтром, спрощену принципову схему силової частини якого показано на рис. 1.

Якщо вважати, що еквівалентні опори транзистора VT , діода VD та дроселя L значно менші резистора R , тож ними можемо знехтувати та прийняти $E=1$ (у відносних одиницях), і, враховуючи прийняті вище умови, то напруга u у відносних одиницях на навантаженні R на інтервалі замкненого стану транзистора тривалістю γT і розімкненого стану тривалістю $(1-\gamma)T$, де T – період роботи перетворювача, описуватиметься формулами:

– на інтервалі γT

$$u((n+\gamma)T) = u(nT) \cdot e^{-\gamma T/\tau} + (1 - e^{-\gamma T/\tau}), \quad (5)$$

де n – номер періоду роботи перетворювача, $\tau = L/R$;

– на інтервалі $(1-\gamma)T$

$$u((n+1)T) = u((n+\gamma)T) \cdot e^{-(1-\gamma)T/\tau}. \quad (6)$$

Підставивши напругу $u((n+\gamma)T)$ з формули (5) у формулу (6), отримаємо наступне різницеве рівняння:

$$u((n+1)T) = u(nT) \cdot e^{-T/\tau} + (e^{-(1-\gamma)T/\tau} - e^{-T/\tau}). \quad (7)$$

В усталеному режимі маємо

$$u(nT) = u((n+1)T). \quad (8)$$

З умови (8) та виразу (7) знаходимо

$$u((n+\gamma)T) = \frac{(1 - e^{-\gamma T/\tau})}{(1 - e^{-T/\tau})}. \quad (9)$$

Тоді вирази для $u(nT)$ та $u((n+1)T)$ матимуть вигляд

$$u((n+1)T) = u(nT) = \frac{(e^{\gamma T/\tau} - 1)}{(e^{T/\tau} - 1)}. \quad (10)$$

Тепер визначимо фактори пульсацій F та F_+ (вирази (2) та (3)).

Варто відзначити, що значення факторів пульсацій за умови розгляду лінійної моделі є інваріантними відносно вибору початку координат, тому будемо розглядати визначення факторів

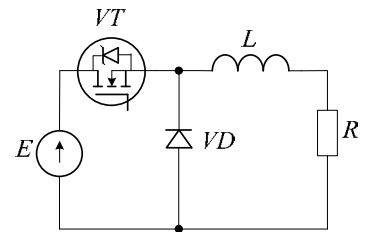


Рис. 1

пульсацій відносно точки γ .

Тоді фактори пульсацій F та F_+ матимуть вигляд

$$F = \frac{1 - e^{-T/\tau}}{1 - e^{-T/\tau} - (T/\tau) \cdot e^{-\gamma T/\tau}}; \quad (11)$$

$$F_+ = \frac{1 - e^{-T/\tau}}{1 - e^{-T/\tau} + (T/\tau) \cdot e^{-\gamma T/\tau}}. \quad (12)$$

Для дослідження стійкості знайдемо передавальну функцію перетворювача зі зворотнім зв'язком за відхиленням з пропорційним регулятором з коефіцієнтом підсилення K .

Передавальна функція широтно-імпульсного регулятора $W_C[z]$ визначається за формулою (4).

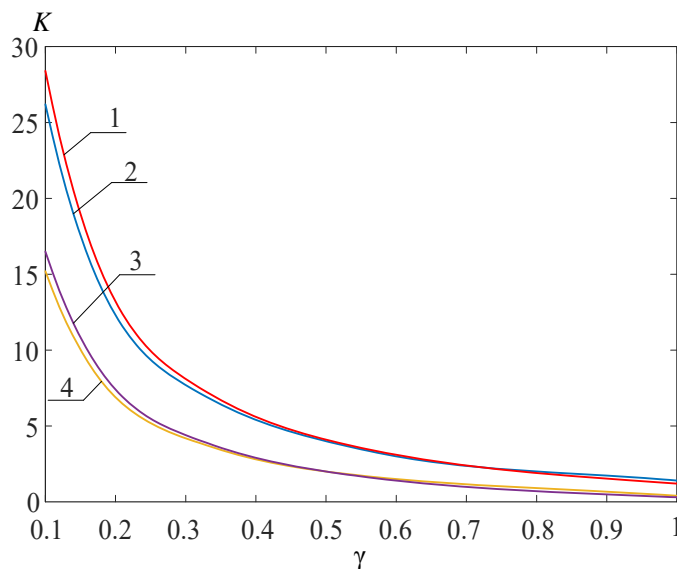
Передавальна функція $W_H[z]$ силової частини перетворювача

$$W_H[z] = \frac{z}{(z-1)} \cdot \frac{(e^{\gamma T/\tau} - 1)}{(z \cdot e^{T/\tau} - 1)}.$$

Передавальна функція $W(z)$ системи матиме вигляд

$$W(z) = \frac{K \cdot W_H(z) W_C(z)}{1 + K \cdot W_H(z) W_C(z)} = \dots = \frac{z \cdot K \cdot F_+ \cdot e^{-T/\tau} (e^{\gamma T/\tau} - 1)}{z^3 - z^2 \left(1 + \frac{F_+}{F} + e^{-T/\tau}\right) + z \cdot e^{-T/\tau} \left[1 + \frac{F_+}{F} + K \cdot F_+ (-1 + e^{\gamma T/\tau})\right] + \frac{F_+}{F} (1 - e^{-T/\tau})}.$$

Дослідимо розташування коренів знаменника. Для сталої системи корені мають знаходитися всередині кола радіуса 1. Розрахуємо максимальний еквівалентний коефіцієнт підсилення системи, за якого забезпечується стійкість системи, для різних значень γ за умови врахування фактора пульсацій F_+ , а також нехтуючи ним.



- | | |
|--|--|
| <u>1</u> $T/\tau = 0.2$, з врахуванням фактора пульсації F^+ | <u>2</u> $T/\tau = 0.1$, з врахуванням фактора пульсації F^+ |
| <u>3</u> $T/\tau = 0.2$, без врахування фактора пульсації F^+ | <u>4</u> $T/\tau = 0.1$, без врахування фактора пульсації F^+ |

Рис. 2

Графіки залежності значення модуля граничного еквівалентного коефіцієнта підсилення наведено на рис. 2. Бачимо суттєву різницю, яка виражається врахуванням похідної пульсацій вихідної напруги справа.

Таким чином можемо констатувати, що врахування фактора пульсації як зліва, так і справа, дає змогу збільшити значення максимально можливого коефіцієнта підсилення приблизно у 2 рази в порівнянні з випадком врахування лише фактора пульсації зліва і, таким чином, зменшити помилку замкненої системи.

Висновки.

У статті вдосконалено математичну модель імпульсної замкненої системи на основі фактора пульсації, що дало можливість врахувати вплив пульсації сигналу керування не тільки до моменту комутації імпульсного елемента, але й після нього.

Аналіз області стійкості замкненої системи на основі розробленої математичної моделі для понижувального перетворювача з асинхронною ШІМ підтвердив суттєве розширення області стійкості, що дає змогу збільшити коефіцієнт підсилення пропорційної ланки майже в 2 рази.

1. Raghavendra K.V.G., Zeb K., Muthusamy A., Krishna T.N.V., Kumar S.V.S.V.P., Kim D.-HKim., M.-S., Cho H.-G., Kim H.-J. A Comprehensive Review of DC–DC Converter Topologies and Modulation Strategies with Recent Advances in Solar Photovoltaic Systems. *Electronics*. 2020. Vol. 9. No 1. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics9010031>.
2. Saini D.K., Reattit A., Kazimierzczuk M.K. Average Current-Mode Control of Buck DC-DC Converter With Reduced Control Voltage Ripple. 42nd Annual Conference of the *IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2016)*, Florence, Italy, 23-26 October 2016. Pp. 3270-3275. DOI: <https://doi.org/10.1109/IECON.2016.7793204>.
3. Goswami R., Wang S., Solodovnik E., Karimi K.J. Differential Mode Active EMI Filter Design for a Boost Power Factor Correction AC/DC Converter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2019. Vol. 7. No 1. Pp. 576-590. DOI: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2018.2839734>.
4. Akter M.P., Mekhilef S., Tan N.M.L., Akagi H. Stability and Performance Investigations of Model Predictive Controlled Active-Front-End (AFE) Rectifiers for Energy Storage Systems. *Journal of Power Electronics*. 2015. Vol. 15. No 1. Pp. 202-215. DOI: <https://doi.org/10.6113/JPE.2015.15.1.202>.
5. Kannabiran K., Alagarsamy S. Unified control of DC-DC buck converter using dynamic adaptive controller for battery operated devices. *Revista Facultad de Ingeniería Universidad de Antioquia*. 2016. No 81. Pp. 35-46. DOI: <https://doi.org/10.17533/udea.redin.n81a04>.
6. Gill J., You S., Lee Y., Kim W. Super Twisting-Based Nonlinear Gain Sliding Mode Controller for Position Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors. *IEEE Access*. 2021. Vol. 9. Pp. 142060-142070. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3121127>.
7. Eisinger A., Fedele G., Frascino D. Kepler's equation and limit cycles in a class of PWM feedback control systems. *Nonlinear Dynamics*. 2010. Vol. 62. No 1-2. Pp. 215-227. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11071-010-9712-8>.
8. Sha J., Xu D., Chen Y., Xu J., Williams B.W. A Peak-Capacitor-Current Pulse-Train-Controlled Buck Converter With Fast Transient Response and a Wide Load Range. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2016. Vol. 63. No 3. Pp. 11528-11538. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2494851>.
9. Wu H. Stability Analysis and Control of DC-DC Converters using Nonlinear Methodologies. UK: School of Electrical and Electronic Engineering, Newcastle University, 2016. 171 p. URL: <https://core.ac.uk/download/pdf/153780662.pdf> (accessed at 30.05.2023)
10. Bjaresten N. The Statik Converter as a High-Speed Power Amplifier. *Direct Current*. 1963. Vol. 6. Pp. 154-165.
11. Shcherbak Y., Ivakina K., Panchenko V. Factor Pulsations Automatic Regulation With Two-way Pulse Width Modulation. *Zbirnyk naukovuh prats Ukrainskoho derzhavnogo universytetu zaliznychnoho transportu*. 2015. Vol. 153. Pp. 113-120. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.18664/1994-7852.153.2015.64336>.
12. Panchenko V.V., Maslii A.S., Pomazan D.P., Buriakovskiy S.G. Determination of Pulsation Factors of the System of Suppression of Interfering Harmonics of a Semiconductor Converter. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2018. No 4. Pp. 24-28. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.4.04>.

STABILITY OF POWER SUPPLY CLOSED-LOOP SYSTEMS WITH PULSE-WIDTH MODULATION AND CONSIDERATION OF THE PULSATION FACTOR

V.Y. Zhuikov¹, I.V. Verbytskyi¹, O.O. Abakumova¹, A. Blinov²

¹National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Beresteiskyi Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: verbytskyi.ievgen@gmail.com.

²Tallinn University of Technology, Ehitajate tee 5, 19086, Tallinn, Estonia.

The vast majority of low- and medium power supply systems are based on pulse converters using pulse-width modulation, which provides flexible regulation of electricity parameters, which is especially important in systems with renewable energy sources. When synthesizing control systems based on pulse-width modulation, it is necessary to take into account the level of pulsation of the output voltage, which significantly affects stability and, accordingly, the value of the control system gain. The effect of pulsation on stability is described on the basis of the pulsation factor, which takes into account the component that precedes the switching moment. The paper suggests also taking into account the component that follows the moment of switching. Using the example of asynchronous pulse-width modulation, the transfer function of the closed loop system was obtained taking into account the proposed pulsation factor after switching, and the region of stability of the closed system was analyzed. References 12, figures 2.

Key words: stability, pulsation factor, gain, asynchronous system, pulse control.

Надійшла 08.06.2023

РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ МОДЕЛІ ПІД-РЕГУЛЯТОРА НАПРУГИ ДУГИ ПІД ЧАС НАПЛАВЛЕННЯ

В.Г. Соловійов*, канд.техн.наук, І.О. Рябцев**, докт.техн.наук, Ю.М. Ланкін***, докт.техн.наук, І.Ю. Романова****, канд.техн.наук

Інститут електроварування ім. Є.О. Патона НАН України,
вул. Казимира Малевича, 11, Київ, 03150, Україна.

E-mail: hhsova@gmail.com; ryabtsev39@gmail.com; lankin.y.n@gmail.com; romanova@paton.kiev.ua

У статті розглянуто розробку та тестування моделі ПІД-регулятора, якій здатен автоматично підлаштувати та підтримувати задану напругу дуги під час електродугового наплавлення. Проаналізовано деякі особливості процесів дугового наплавлення, зокрема, вибір режимів наплавлення, а також основні пристрої – потенціометри, які використовуються в схемах установок для наплавлення задля регулювання основних параметрів режимів наплавлення – напруги та струму. Наводяться докази необхідності використання для регулювання процесу наплавлення напруги безпосередньо на дузі, а не на джерелі живлення. На основі цього аналізу з використанням програми Simulink MATLAB створено модель ПІД-регулятора напруги дуги у разі дугового наплавлення. Результати тестування ПІД-регулятора показують, що пристрій забезпечує точніше та стабільніше налаштування режиму наплавлення, ніж традиційні методи регулювання. ПІД-регулятор дасть змогу суттєво знизити можливі помилки під час розробки та використання технологій автоматичного дугового наплавлення різних деталей і виробів. Бібл. 10, рис. 6, табл. 1.

Ключові слова: електродугове наплавлення, напруга дуги, напруга наплавлення, струм наплавлення, фільтр напруги, ПІД-регулятор, Simulink MATLAB.

Постановка задачі. Електродугове наплавлення – це ефективний спосіб створення або відновлення робочих шарів з особливими властивостями деталей і виробів, який широко застосовується в різних галузях промисловості [1–4]. Слід зазначити, що досі задля забезпечення якості та стабільності управління та контролю електричних параметрів наплавлення на практиці технолог-наплавник, який повинен мати великий виробничий досвід, експериментально вибирає найвідповідніший режим наплавлення для конкретної деталі. Проте такий підхід не завжди дає оптимальний результат. Щоб мінімізувати можливі помилки під час розробки технологій наплавлення, потрібен вищий рівень автоматизації та комп'ютеризації розробки та управління процесами наплавлення.

У даній час більшість досліджень спрямовані на вдосконалення способів контролю та регулювання напруги не на дузі, а на джерелі живлення [5, 6]. Зокрема, у [6] досліджується оптимізація кута нахилу вольт-амперної характеристики (ВАХ) джерела живлення для підвищення якості наплавлення. Визначено критерії, які дають змогу кількісно оцінити якість широкошарового наплавлення та здатність дуги досягти регламентованого проплавлення основного металу. Проте кут нахилу ВАХ джерела живлення визначає величину напруги на ньому, а не на дузі.

Напруга на джерелі живлення та напруга дуги пов'язані між собою, але мають значення, що відрізняються. Керівні документи (КД), що регламентують вимоги до параметрів режиму наплавлення, оперують значеннями напруги на дузі, а не на джерелі живлення. При цьому допускають розкид напруги до $\pm 10\%$, але технолог не має можливості проконтролювати напругу на дузі.

Існуючі установки для наплавлення типу УМН-4, УМН-10, У-653 та ін., а також наплавні автомати типу АД-231, А-1406, А-1412 зазвичай комплектуються джерелами живлення типу ВДУ-506, ВДУ-1201 або ВДУ-1202, які розраховані на струми наплавлення до 500 А (ВДУ-506) та 1200 А (ВДУ-1201, ВДУ-1202). На пультах управління цих установок відображається напруга, вимірювана на струмознімачі подаючого механізму електродного дроту за допомогою аналогових або цифрових пристроїв. Ця напруга майже відповідає напрузі на виході джерела живлення, за винятком втрат на контактах і кабельних з'єднаннях. На цьому обладнанні режим наплавлення по напрузі U_n

© Соловійов В.Г., Рябцев І.О., Ланкін Ю.М., Романова І.Ю., 2023

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-1454-7520>; ** <https://orcid.org/0000-0001-7180-7782>;

*** <https://orcid.org/0000-0001-6306-8086>; **** <https://orcid.org/0000-0001-7154-1830>

налаштовується потенціометрами в схемах управління джерела живлення та установки, а по струму \bar{I}_H – потенціометром, що регулює швидкість подачі електродного дроту. Для цього під час наплавлення контрольних зразків змінюють положення потенціометра P_u , який керує ВАХ джерела живлення, та положення потенціометра P_{vp} , який регулює швидкість подачі дроту V_p [7].

Параметр \bar{U}_H являє собою середнє значення напруги наплавлення, яке складається з \bar{U}_d (напруги дуги), $\bar{U}_{кз}$ (напруги коротких замикань) і $\bar{U}_{обр}$ (напруги обривів дуги). Аналогічно, параметр \bar{I}_H – це середнє значення струму наплавлення, яке складається з \bar{I}_d (струму дуги), $\bar{I}_{кз}$ (струму коротких замикань) і $\bar{I}_{обр}$ (струму обривів дуги) [8].

Положенням потенціометра P_u важко задати необхідне значення параметра \bar{U}_d з достатньою точністю, оскільки \bar{U}_d залежить від безлічі додаткових факторів, таких як швидкість подачі, матеріал і діаметр електродного дроту, наявність присадних матеріалів тощо. Необхідно також враховувати те, що напруга, яка присутня безпосередньо на виході джерела живлення, відрізняється від напруги, прикладеної до дуги, через статичні та динамічні втрати напруги на контактах і кабелях живлення. Тому технологу необхідно провести ряд контрольних наплавлень і визначити оптимальне положення потенціометра P_u перед виконанням поточного завдання.

На відміну від P_u , за допомогою потенціометра P_{vp} задати необхідну швидкість подачі дроту V_p легко, оскільки залежність швидкості подачі від напруги на потенціометрі $V_p[P_{vp}]$, яка отримана експериментально, у робочому діапазоні використання має практично лінійний характер.

Виходячи з вищевикладеного, виникає необхідність розробити пристрій, що регулює параметр P_u задля забезпечення оптимального значення $U_H(t)$, за якого буде підтримуватися заданий рівень напруги дуги $\bar{U}_d(t)$. Такий пристрій дасть змогу істотно знизити невизначеність під час розробки технології наплавлення конкретних деталей.

Мета роботи – створення за допомогою програми Simulink MATLAB моделі регулятора напруги дуги, який здатен автоматично підлаштовувати та підтримувати задану напругу дуги під час електродугового наплавлення.

Методи дослідження. Пакет програм дає можливість проводити математичне та комп'ютерне моделювання, а також аналіз та оптимізацію системи регулювання. Використання Simulink MATLAB може включати роботу з блок-схемами, скриптами, функціями та іншими інструментами, які дають змогу створювати й аналізувати моделі регуляторів напруги дуги під час наплавлення [9].

Для функціонування такого регулятора напруги дуги під час наплавлення (регулятор RP_u) необхідно обчислити значення регульованої величини \bar{U}_d задля порівняння із уставкою. Уставка є заданим значенням регульованої величини, яке має бути підтримуваним регулятором. Для цього використовувалися результати [8, 10], де розроблено алгоритм кластеризації загального сигналу напруги \bar{U}_H на кластери: \bar{U}_d , $\bar{U}_{кз}$ і $\bar{U}_{обр}$. Для виділення сигналу \bar{U}_d із загального \bar{U}_H скористаємося фільтром зі змінною структурою (ФЗС), який практично повністю повторює вхідний сигнал без затримки, якщо швидкість його зміни не перевищує певної заданої величини ε , що визначається експериментально. У роботі прийнято $\varepsilon = 1$ В/с. Запис сигналу $U_H(t)$ здійснювався за допомогою аналого-цифрового перетворювача, тобто сигнал $U_H(t)$ дискретизувався. Записаний сигнал $U_H(t)$ в дискретному виді представляється як $U_H(i)$, де i – дискретний момент часу. Таким чином, отримуємо наступну залежність (1) для обчислення $U_d(i)$, яка є рівнянням ФЗС

$$U_d(i) = \left\{ U_H(i-1) + \frac{\Delta U_H(i)}{|\Delta U_H(i)|} \varepsilon, \in |\Delta U_H(i)| > \varepsilon; U_H(i), \in |\Delta U_H(i)| \leq \varepsilon; \right\}. \quad (1)$$

У проміжках часу, коли діють кластери $U_{кз}(i)$ і $U_{обр}(i)$, значення $U_d(i)$ змінюється незначно на величину ε/f за крок дискретизації, де f – частота дискретизації, Гц.

На практиці оператор оцінює середні значення \bar{U}_H і \bar{I}_H за стрілочними або електронними приладами, які реалізують функцію згладжування реальних сигналів за типом інерційної інтегруючої RC-ланки з малою постійною часу. Тому реальні сигнали примушують стрілку приладу швидко та сильно коливатися, особливо якщо спостерігається процес з короткими замиканнями та обривами дуги. Таким чином, оператор, задаючи технологічно необхідні параметри напруги \bar{U}_H і струму \bar{I}_H , приблизно оцінює їхні середні амплітуди за стрілочними приладами. Проте він не може визначити усереднені значення цих параметрів за час контрольного наплавлення і, зазвичай, приймає за результат вимірювань останні показання приладів.

Задля порівняння ефективності різних методів фільтрації сигналів процесу наплавлення було використано ФЗС і фільтр експоненційного згладжування (ФЕЗ), який є резисторно-конденсаторною

ланкою (RC -ланкою). На рис. 1 наведено приклади вихідних сигналів \bar{U}_d , отриманих під час використання обох фільтрів (ФЗС і ФЕЗ) для напруги в процесі наплавлення електродним порошковим дротом марки ПП-АН164 діаметром 2,8 мм у середовищі газової суміші захисних газів CO_2 і аргону (у співвідношенні 50 % на 50 %). Як бачимо, фільтр зі змінною структурою має значні переваги щодо точності розрахунку \bar{U}_d перед ФЕЗ.

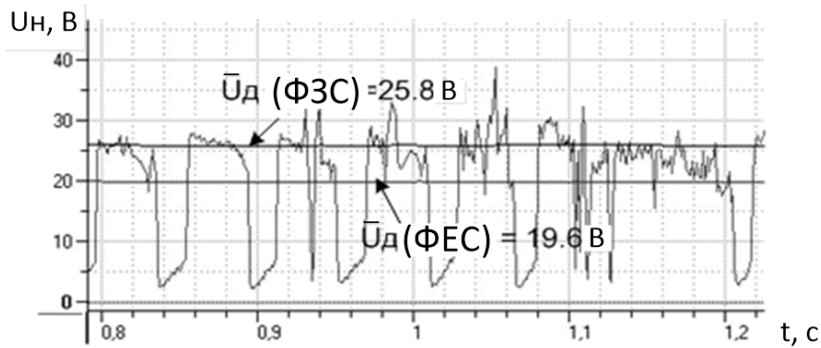


Рис. 1

вустється та які критерії якості регулювання до нього висуваються. У загальному випадку оптимальне положення регулятора RP_u визначається таким чином, щоб забезпечити мінімальну похибку регулювання, максимальну швидкість регулювання та необхідний запас стійкості системи. Для цього можуть використовуватися різні методи параметричної оптимізації, які ґрунтуються на аналізі ВАХ джерела живлення, перехідних процесів у системі та частотних характеристик регулятора й об'єкта управління.

Проведено дослідження динамічної характеристики каналу $P_u \rightarrow U_n(i)$ регулювання напруги наплавлення. На даному етапі керуючі дії імітувалися вручну з комп'ютерним записом напруги джерела ВДУ-506 $U_n(i)$. На рис. 2 показано реакцію напруги $U_n(t)$ на ступінчастий стрибок положення потенціометра P_u у часі. Бачимо, що стрибкоподібна зміна положення потенціометра P_u на 47 с з 6 до 9 (за десятибальною шкалою) призвела до зростання $U_n(i)$ з 25 до 37 В приблизно за 3 с. Результати цього випробування використано задля оптимізації моделі регулятора RP_u .

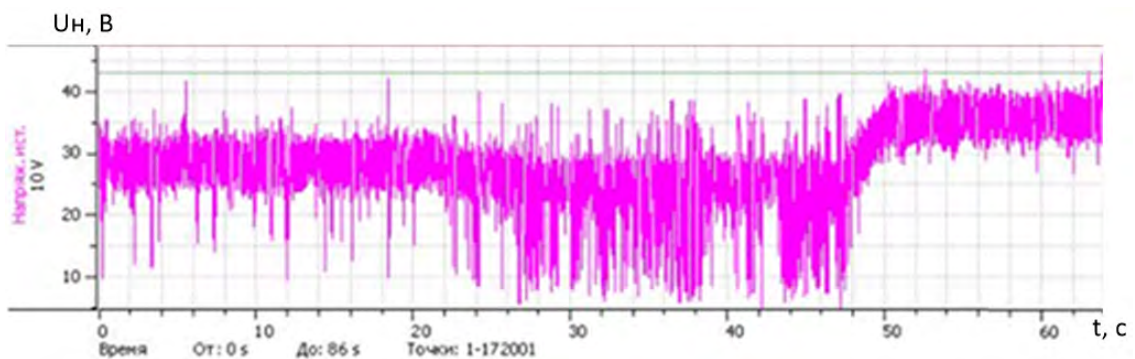


Рис. 2

Реалізація моделі. Програма Simulink є програмою у складі пакету MATLAB. Під час моделювання з використанням Simulink реалізується принцип візуального програмування, відповідно до якого користувач на екрані з бібліотеки стандартних блоків створює модель пристрою та здійснює розрахунки.

Нами створено спрощену модель формувача напруги джерела живлення ВДУ-506 під час наплавлення відкритою дугою порошковим дротом у режимі з короткими замиканнями та короткочасними обривами дуги (рис. 3). У моделі формувача передбачений вхід для зворотного зв'язку від регулятора напруги для зміни вихідної напруги ВДУ-506 відповідно до напруги уставки U_d . Зворотний зв'язок впливає на вихідну напругу джерела живлення так само, як і в реальній схемі ВДУ-506, тобто до змінної складової напруги джерела живлення додається складова від потенціометра P_u , яка коригує вихідну напругу. Частота та шпаруватість імпульсів коротких

замикань і обривів дуги змінюються в межах, що відповідають параметрам реального процесу. Оскільки в статті не передбачалося розглядати реалізацію моделі на мікроконтролері, де потрібно враховувати частоту дискретизації та обчислювальне завантаження контролера, було розглянуто питання створення та випробування не дискретної, а аналогової версії моделі.

Блок-схему моделі регулятора RP_u наведено на рис. 3, а. Регулятор працює в наступний спосіб. Модель запускається до роботи у псевдо-реальному часі заданого інтервалу. Після запуску моделі блок «ВДУ-506» (рис. 3, в) формує сигнал напруги дуги, який надходить на вхід блоку «Модель процесу наплавлення», у якому формується сумарний сигнал напруги $U_n(t)$, що включає сигнали $U_d(t)$, $U_{кз}(t)$ і $U_{обр}(t)$ (рис. 3, з). Сигнал напруги $U_n(t)$ надходить на перший вхід блоку «Індикатор», який відображає зміну сигналу $U_n(t)$ у часі.

З другого виходу блоку «ВДУ-506» на вхід блоку «Фільтр із змінною структурою» надходить сигнал напруги дуги, підготовлений для обробки в блоці «Датчик змін» (рис. 3, д) для формування коректного сигналу напруги дуги $U_d(t)$. Цей сигнал надходить на мінусовий вхід блоку «Суматор» для порівняння з сигналом уставки $U_{зад}$, який надходить з блоку «Задатчик» на плюсовий вхід блоку «Суматор».

Результат порівняння $U_d(t)$ та $U_{зад}$ з виходу блоку «Суматор» поступає на вхід блоку «ПД-регулятор». Блок-схему ПД-регулятора наведено на рис. 3, б. Сигнал з виходу блоку «ПД-регулятор» надходить на один із входів блоку «Перемикач режиму», на другий вхід якого подається сигнал із блоку P_u . Цей блок призначений для ручного регулювання $U_n(t)$. Блок «Перемикач режиму» призначений для перемикачання роботи моделі з автоматичного регулювання режиму з ПД-регулятором на ручний режим регулювання з блоком P_u . З виходу блоку «Перемикач режиму» сигнал надходить на вхід блоку «ВДУ-506» для симуляції зміни ВАХ джерела живлення. На другий вхід блоку «Індикатор» надходить сигнал $U_d(t)$ з виходу блоку «Фільтр із змінною структурою», на третій вхід блоку «Індикатор» – регулюючий сигнал $U_{рег}(t)$ з виходу блоку «Перемикач режиму» та на четвертий вхід блоку «Індикатор» – сигнал $U_{зад}$ з виходу блоку «Задатчик». Блок «Індикатор» дає змогу одночасно візуалізувати всі чотири сигнали з контролем часу на місці встановлених міток, значення рівня сигналів, тимчасову відстань між мітками, частоту зміни сигналів тощо.

Структуру блоку ПД-регулятора наведено на рис. 3, б, де: K_p – коефіцієнт посилення пропорційної складової; K_i – коефіцієнт посилення інтегральної складової; K_d – коефіцієнт посилення диференціальної складової. Налаштування параметрів ПД-регулятора здійснюється у програмному середовищі Simulink за допомогою інструмента «PID Tuner». У вкладці Model Properties вказуються необхідні коефіцієнти посилення складових. Структуру блоку «Датчик змін» наведено на рис. 3, д. У цей блок включено інерційну ланку «Згладжувач», яка симулює динамічні властивості реального процесу наплавлення із сигналом напруги $U_n(t)$, який був експериментально зафіксований (рис. 2).

Для створення якісного регулятора потрібна якісна модель об'єкта регулювання, яка будується з урахуванням аналізу відгуку об'єкта на вхідний сигнал. Відгук динамічної системи – це вихідна реакція на вхідний сигнал. Отриманий відгук динамічної системи каналом $P_u \rightarrow U_n(t)$ на ступінчастий вхідний сигнал (рис. 2) дав змогу визначити значення основних параметрів об'єкта регулювання, а саме спільної роботи блоків «ВДУ-506» і «Модель процесу наплавлення» у моделі R_{pu} .

Задля спрощення об'єкт регулювання представлено нами як інерційну ланку першого порядку, тобто ланку, яка описується диференціальним рівнянням першого порядку з постійною точкою. Права частина такого рівняння залежить тільки від незалежної змінної, а ліва – від залежної змінної та її похідної.

Сигнал «ступінчаста функція», який використовувався під час експерименту для отримання відгуку інерційної ланки, описується наступним чином:

$$U_{вх}(t) = \{U_{поч}(t), \in 0c \leq t < 47c; U_k(t), \in 47c \leq t < 80c\},$$

де $U_{вх}(t)$ – напруга на вході блоку «ВДУ-506» В; $U_{поч} = 27$ В – початкова напруга; $U_k = 36$ В – кінцева напруга; t – час, с.

Виходячи з результатів експерименту, час усталеного перехідного процесу інерційної системи на вхідний ступінчастий сигнал становив 3 с.

Відгук об'єкта регулювання, тобто інерційної ланки першого порядку, який спостерігався під час експерименту, описується як: $U_{вих}(t) = U_{поч} + \Delta U(1 - e^{-t/\tau})$, де $U_{вих}(t)$ – напруга на виході блоку «ВДУ-506»; ΔU – різниця між напругами U_k і $U_{поч}$; τ – постійна часу інерційної ланки.

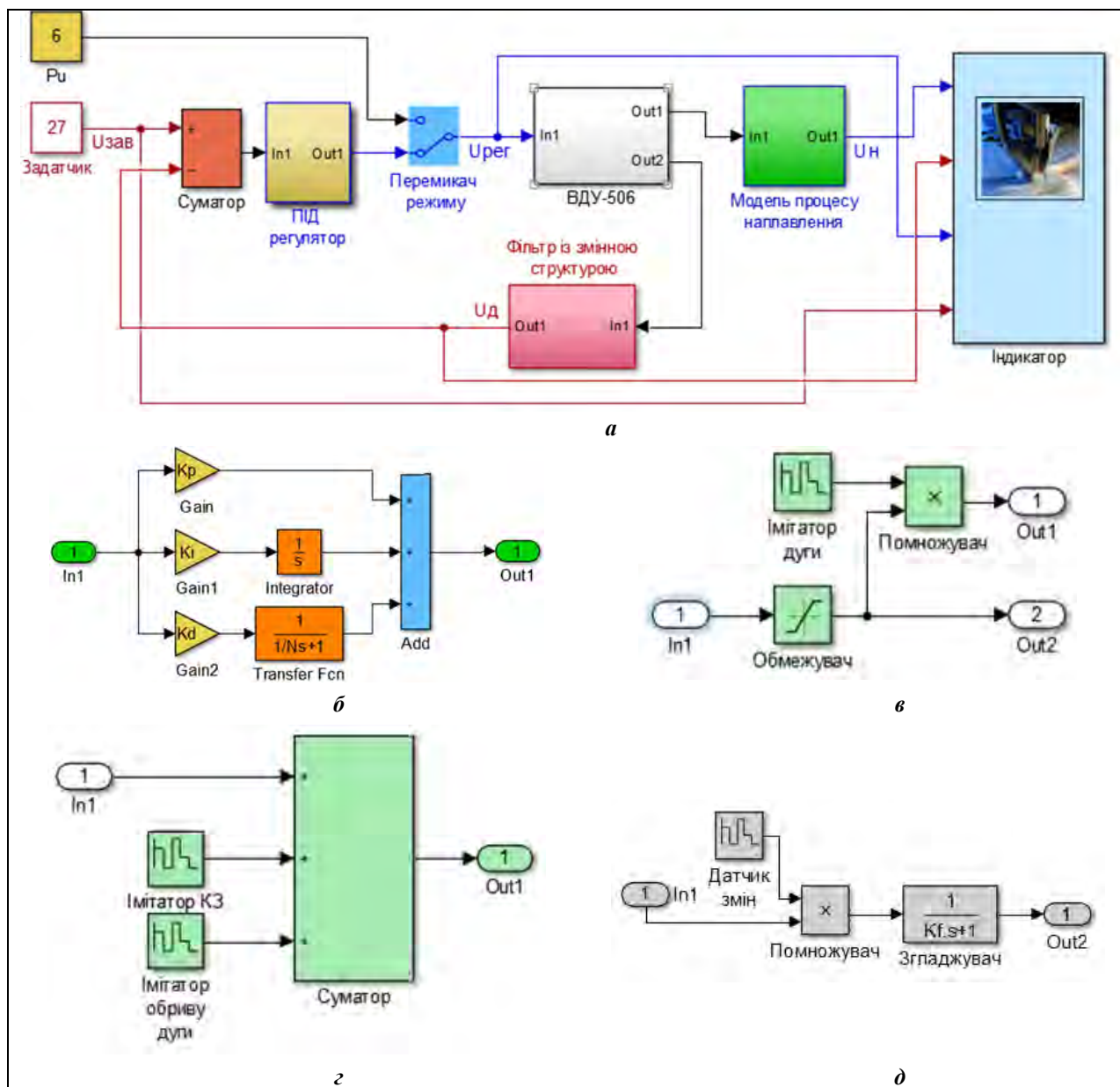


Рис. 3

За $t = \tau$ $U_{\text{вих}} = 32,6$ В. Аналізуючи графік функції відгуку, бачимо, що значення $U_{\text{вих}}(t)$ досягає значення 32,6 В за $t = 0,82$ с, тобто $\tau = 0,82$ с. У моделі та експерименті вхідні та вихідні напруги однакові, тому коефіцієнт посилення інерційної ланки дорівнює 1.

На рис. 4 представлено порівняльний графік зміни напруг у моделі та в експерименті під час наплавлення під впливом ступінчастого сигналу. Рис. 4 показує, що знайдені коефіцієнти інерційної ланки забезпечують досить точну симуляцію об'єкта регулювання.

Інерційність ланки моделі визначає блок «Згладжувач» з коефіцієнтом $K_f = \tau$, тобто 0,82. Можна констатувати, що модель об'єкта регулювання є практично адекватною фізичному об'єкту регулювання.

Симуляцію напруги $U_n(t)$ у моделі (рис. 5) виконано з урахуванням статистичних даних, отриманих під час наплавлення самозахисним порошковим дротом ПП-АН130-1 [5], а саме: $\bar{U}_n = 25,8$ В; $\bar{U}_{\text{кз}} = 6$ В; $\bar{U}_{\text{обр}} = 60$ В; $\bar{t}_{\text{кз}} = 0,1$ с; $t_{\text{обр}} = 0,5$ с; $\bar{F}_{\text{кз}} = 5$ Гц.

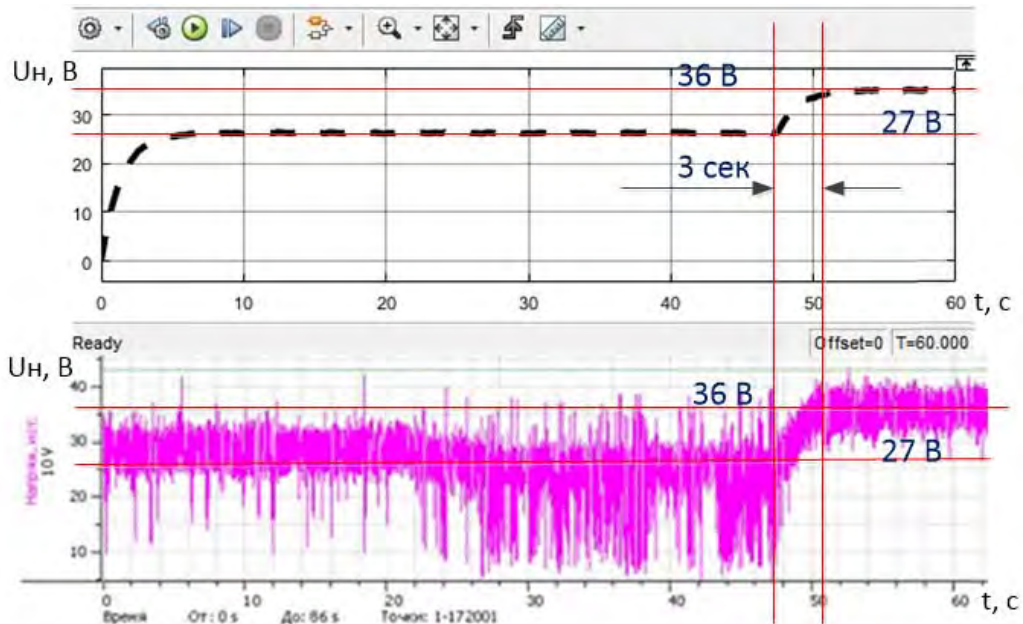


Рис. 4

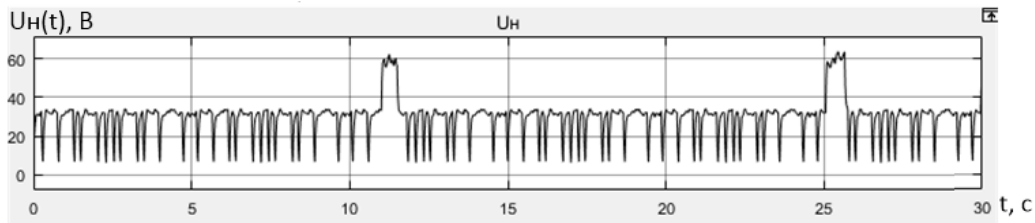


Рис. 5

Налагодження та випробування моделі регулятора. Головна мета під час розробки ПІД-регулятора – правильно визначити три коефіцієнти налаштування K_p , K_i і K_d . Ручне налаштування параметрів регулятора дає можливість вибрати оптимальні коефіцієнти посилення, але цей метод є дуже трудомістким і витратним за часом для підбору відповідних коефіцієнтів підсилення. При цьому надійність та якість регулювання будуть невисокими. Ефективнішим способом є використання програми «PID Tuner» задля оптимізації параметрів ПІД-регулятора.

Задля правильного підбору коефіцієнтів ПІД-регулятора необхідно визначити критерії підбору. Одним з таких критеріїв є робастність налаштування регулятора, тобто здатність регулятора якісно керувати об'єктом у разі невизначеності та збуреннях в параметрах і умовах роботи. Задля оцінки робастності налаштування регулятора можна використовувати:

- статичну похибку (δ), тобто різницю між заданим і фактичним значенням регульованого параметра в режимі, що встановився. З урахуванням того, що в даному випадку ми працюємо з моделлю, а не з реальним об'єктом, можна підвищити вимогу за цим параметром. Приймаємо значення статичної похибки $\delta < 0,3$;

- швидкість регулювання (t_{bc}). Це характеристика, яка показує час, протягом якого регульований параметр досягає заданого значення із заданою точністю. Цей час не повинен бути меншим за 3 с, щоб не перевищити значення K_d , інакше підвищиться чутливість до випадкових високочастотних шумів, що погіршить робастність. Але він і не повинен значно перевищувати цей час, оскільки буде знижено швидкодію регулятора. Приймаємо вимоги до швидкості регулювання (час встановлення) 3...5 с.

- перерегулювання (M_n), тобто максимальне відхилення регульованого параметра від заданого значення в процесі переходу до режиму, що встановився. Для обґрунтування значення цього параметра необхідно ухвалити рішення про його можливе максимальне значення. Як у моделі, так і в реальному джерелі ВДУ-506 існує обмеження за максимальною вихідною напругою. У ВДУ-506 це визначається ВАХ джерела живлення, а в моделі введено обмеження в 50 В. Крім того, у моделі прийнято обмеження за діапазоном значень уставок, що вводяться для U_d , а саме 10...40 В, що, в

принципі, не суперечить технологічним обмеженням. Таким чином, сформульовано вимогу, що напруга на виході об'єкта регулювання не повинна перевищувати 50 В з урахуванням перерегулювання. Звідси параметр перерегулювання має бути меншим за 10 В, тобто $M_p < 10$ В.

За допомогою програми «PID Tuner» здійснено оптимізацію коефіцієнтів ПІД-регулятора з урахуванням вимог щодо робастності налаштування. Унаслідок оптимізації ПІД-регулятора з його складу було виключено коефіцієнт диференціального посилення K_d , оскільки він набув нульового значення. Унаслідок цього в системі змінився закон регулювання з пропорційно-інтегрально-диференціального (ПІД) на пропорційно-інтегральний (ПІ).

У таблиці наведено результати випробувань моделі регулятора RP_u на робастність для трьох значень уставок $U_{зав}$.

Параметри робастності	$U_{зав}, \text{В}$		
	10	25	40
$\delta, \text{В}$	0,297	0,271	0,295
$t_{вс}, \text{с}$	3,554	4,349	4,423
$M_p, \text{В}$	1,67	4,16	6,65

Випробування моделі показали відмінні результати за параметром «Статична похибка». Параметр «Швидкість регулювання» знаходиться в межах заданих обмежень, а параметр «Перерегулювання» – у межах заданих значень.

На рис. 6 наведено приклад записів чотирьох параметрів вимірювань напруги у моделі регулятора RP_u за $U_{зав} = 25$ В протягом 10-ти початкових секунд роботи регулятора. Це такі параметри: напруга наплавлення $U_H(t)$, напруга дуги $U_D(t)$, напруга на виході ПІД-регулятора $U_{пер}(t)$ і напруга уставки для регулятора $U_{зав}(t)$.

Праворуч на рисунку в таблиці наведено значення вимірювань часу та напруг $U_D(t)$ для 1-ї та 2-ї мітки.

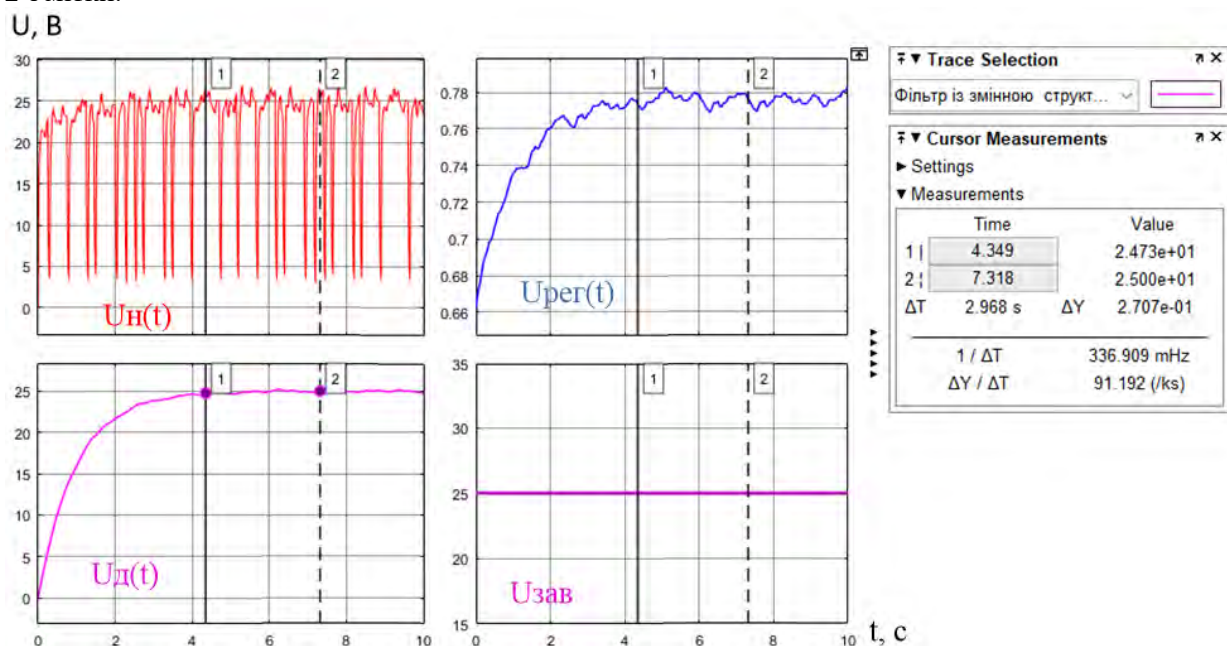


Рис. 6

Висновки. 1. Запропоновано модель ПІД-регулятора напруги дуги, яка підбирає параметр керування напругою джерела живлення так, щоб автоматично підлаштовувати та підтримувати задану напругу дуги під час елекродугового наплавлення.

2. Модель ПІД-регулятора напруги дуги, яку розроблено та протестовано за допомогою програми Simulink MATLAB, надає користувачеві зручний інструмент для швидкого та точного налаштування параметрів керування наплавленням з метою досягнення найкращого результату. Запропонований ПІД-регулятор дасть змогу суттєво знизити невизначеність під час створення попередніх технологічних умов для наплавлення.

Роботу виконано за темою «Дослідити фізико-металургійні особливості утворення зварного з'єднання високолегованих інструментальних сталей і сплавів з вуглецевими конструкційними сталями і

розробити методи підвищення ефективності технологій їх наплавлення» відомчого цільового замовлення НАН України та фінансовано з коштів державного бюджету (КПКБК 6541030).

1. Egerland S., Zimmer J., Brunmaier R., Nussbaumer R., Posch G., Rutzinger B. Advanced gas tungsten arc welding (surfacing) current status and application. *The Paton Welding Journal*. 2016. No 3. Pp. 2–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/tpwj2016.03.01>.
2. Ivanov V.P., Lavrova E.V. Improving the Efficiency of Strip Cladding by the Control of Electrode Metal Transfer. *Applied Mechanics and Materials*. 2014. Vol. 682. Pp. 266–269. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.682>.
3. Phuc Thinh Doan, Pandu Sandi Pratama, Suk Yoel Kim, Hak Kyeong Kim, Hwang Yeong Yeun, Gi Sig Byun, Sang Bong Kim. Development of Digital Gas Metal Arc Welding System and Welding Current Control Using Self-tuning Fuzzy PID. *Journal of Ocean Engineering and Technology*. 2011. Vol. 25(6). Pp. 1–8. DOI: <https://doi.org/10.5574/KSOE.2011.25.6.001>.
4. Ting Lei, Chaoqun Wu, Huiwen Yu. Electric Arc Length Control of Circular Seam in Welding Robot Based on Arc Voltage Sensing. *IEEE Sensors Journal*. 2022. Vol. 22. Issue 4. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9681849> (дата доступу 15.07.2023).
5. Lebedev V.A., Dragan S.V., Goloborodko Zh.G., Simutenkov I.V., Yaros Yu.A. Technological characteristics of automatic submerged arc surfacing with high-frequency oscillations of electrode end. *The Paton Welding Journal*. 2014. No 8. Pp. 33–36. DOI: <https://doi.org/10.15407/tpwj2014.08.05>.
6. Гулаков С.В., Носовский М.Б., Матвиенко В.Н. Оптимизация угла наклона характеристики источника питания при широкослойной наплавке ленточным электродом. *Вісник приазовського державного технічного університету*. 2001. Вип. 11. URL: <https://core.ac.uk/download/pdf/72005963.pdf> (дата доступу 15.07.2023).
7. Ryabtsev I.A., Lankin Yu.N., Soloviov V.G., Osechkov P.P., Tishchenko V.A., Tikhomirov A.G. Computer information-and-measuring system for investigation of arc surfacing processes. *The Paton Welding Journal*. 2015. No 9. Pp. 32–35. DOI: <https://doi.org/10.15407/tpwj2015.09.05>.
8. Lankin Yu.N., Soloviov V.G. Information-measuring system for arc welding and surfacing. *The Paton Welding Journal*. 2016. No 11. Pp. 36–42. DOI: <https://doi.org/10.15407/tpwj2016.11.06>.
9. Beale M.H., Hagan M.T., Demuth H.B. Neural network toolbox user's guide. Version 7. USA: The Math Works, Inc., 2010. http://www.mathworks.com/help/pdf_doc/nnet/nnet.pdf (дата доступу 15.07.2023).
10. Lankin Yu.N., Ryabtsev I.A., Soloviov V.G., Chernyak Ya.P., Zhdanov V.A. Effect of electric parameters of arc surfacing using flux-cored wire on process stability and base metal penetration. *The Paton Welding Journal*. 2014. No 9. Pp. 25–29. DOI: <https://doi.org/10.15407/tpwj2014.09.03>.

RESEARCH AND DEVELOPMENT OF THE ARC VOLTAGE PID-CONTROLLER MODEL DURING SURFACING

V.G. Solovyov, I.O. Ryabtsev, Yu.M. Lankin, I.Yu. Romanova
E.O. Paton Electric Welding Institute of the NAS of Ukraine,
11, Kazymyr Malevich Str., Kyiv, 03150, Ukraine.

E-mail: hsova@gmail.com; ryabtsev39@gmail.com; lankin.v.n@gmail.com; romanova@paton.kiev.ua.

The development and testing of a PID-controller model capable of automatically adjusting and maintaining the specified arc voltage during electric arc welding are presented. Some features of arc surfacing processes are analyzed. In particular, the choice of surfacing modes, as well as the main devices - potentiometers, which are used in the electrical circuits of surfacing installations to regulate the main parameters of surfacing modes - voltage and current. Evidence is presented for the need to control the voltage directly on the arc, rather than the voltage on the power source, to regulate the welding process. Based on this analysis, a model of the PID- controller of the arc voltage during arc welding was created using the Simulink MATLAB program. The test results of the PID-controller show that the device provides more accurate and stable setting of the deposition mode than traditional control methods. The PID-controller will make it possible to significantly reduce possible errors in the development and use of technologies of automatic arc welding of various parts and products. References 10, figures 6, table 1.

Keywords: electrical arc surfacing, arc voltage, arc surfacing, current surfacing, arc filter, PID-controller, Simulink MATLAB.

1. Egerland S., Zimmer J., Brunmaier R., Nussbaumer R., Posch G., Rutzinger B. Advanced gas tungsten arc welding (surfacing) current status and application. *The Paton Welding Journal*. 2016. No 3. Pp. 2–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/tpwj2016.03.01>.
2. Ivanov V.P., Lavrova E.V. Improving the Efficiency of Strip Cladding by the Control of Electrode Metal Transfer. *Applied Mechanics and Materials*. 2014. Vol. 682. Pp. 266–269. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.682>.
3. Phuc Thinh Doan, Pandu Sandi Pratama, Suk Yoel Kim, Hak Kyeong Kim, Hwang Yeong Yeun, Gi Sig Byun, Sang Bong Kim. Development of Digital Gas Metal Arc Welding System and Welding Current Control Using Self-tuning Fuzzy PID. *Journal of Ocean Engineering and Technology*. 2011. Vol. 25(6). Pp. 1–8. DOI: <https://doi.org/10.5574/KSOE.2011.25.6.001>.
4. Ting Lei, Chaoqun Wu, Huiwen Yu. Electric Arc Length Control of Circular Seam in Welding Robot Based on Arc Voltage Sensing. *IEEE Sensors Journal*. 2022. Vol. 22. Issue 4. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9681849> (accessed date 15.07.2023).
5. Lebedev V.A., Dragan S.V., Goloborodko Zh.G., Simutenkov I.V., Yaros Yu.A. Technological characteristics of automatic submerged arc surfacing with high-frequency oscillations of electrode end. *The Paton Welding Journal*. 2014. No 8. Pp. 33–36. DOI: <https://doi.org/10.15407/tpwj2014.08.05>
6. Gulakov S.V., Nosovsky M.B., Matvienko V.N. Optimization of the angle of inclination of the characteristic of the power source in wide-layer surfacing with a strip electrode. *Visnyk pryazovskogo derzhavnogo technithnogo univesytetu*. 2001. Vol. 11. URL: <https://core.ac.uk/download/pdf/72005963.pdf> (accessed date 15.07.2023). (Rus)
7. Ryabtsev I.A., Lankin Yu.N., Soloviov V.G., Osechkov P.P., Tishchenko V.A., Tikhomirov A.G. Computer information-and-measuring system for investigation of arc surfacing processes. *The Paton Welding Journal*. 2015. No 9. Pp. 32–35. DOI: <https://doi.org/10.15407/tpwj2015.09.05>.
8. Lankin Yu.N., Soloviov V.G. Information-measuring system for arc welding and surfacing. *The Paton Welding Journal*. 2016. No 11. Pp. 36–42. DOI: <https://doi.org/10.15407/tpwj2016.11.06>.
9. Beale M.H., Hagan M.T., Demuth H.B. Neural network toolbox user's guide. Version 7. USA: The Math Works, Inc., 2010. http://www.mathworks.com/help/pdf_doc/nnet/nnet.pdf (accessed date 15.07.2023).
10. Lankin Yu.N., Ryabtsev I.A., Soloviov V.G., Chernyak Ya.P., Zhdanov V.A. Effect of electric parameters of arc surfacing using flux-cored wire on process stability and base metal penetration. *The Paton Welding Journal*. 2014. No 9. Pp. 25–29. DOI: <https://doi.org/10.15407/tpwj2014.09.03>.

Надійшла 30.08.2023
Остаточний варіант 09.10.2023

ОСОБЛИВОСТІ ЗМІНИ РОБОЧИХ СТАНІВ ВИКОНАВЧИХ СТРУКТУР БАГАТОРІВНЕВИХ ВИПРЯМЛЯЧІВ

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

Основною складовою частиною систем електроживлення постійного струму є різноманітні напівпровідникові переважно керовані випрямлячі з відповідними фільтруючими конденсаторами. Зокрема, це багаторівневі випрямлячі (БРВ) з цілеспрямованою дискретно-разовою зміною коефіцієнта передачі по напрузі шляхом відповідної зміни робочого стану його виконавчої структури. Синтезовані оптимальні варіанти цих структур відзначаються високою ефективністю використання напівпровідникових ключових елементів. У цій роботі виявлено та проаналізовано особливості реалізації переходів між зазначеними робочими станами у двох типах БРВ – з широким (повним) та з обмеженим діапазоном регулювання вихідної напруги. Врахування цих особливостей дало змогу визначити доцільні алгоритми дискретно-разового керування напівпровідниковими ключовими елементами БРВ, які забезпечують прийнятний перебіг цих переходів, за якого практично виключається можливість виникнення відчутних небажаних сплесків або спадів напруги, що подається до споживача. Багатоваріантність реалізації алгоритмів переходів між рівнями вихідної напруги БРВ є ще одним з аспектів багатоваріантності трансформаторно-ключових виконавчих структур перетворювачів взагалі. Бібл. 10, табл. 1, рис. 5.

Ключові слова: багаторівневий випрямляч, трансформаторно-ключова виконавча структура, tap changing transformer, smart transformer, алгоритм роботи, багатоваріантність.

Значна частина електротехнологічного устаткування потребує живлення постійним струмом з можливістю регулювання напруги, що подається до споживача, в певних межах [1, 2]. За існуючих умов переважного електропостачання на змінному струмі це вимагає створення та застосування окремого класу перетворювачів параметрів електроенергії – різноманітних випрямлячів, здебільшого на основі засобів силової електроніки з відповідними фільтруючими компонентами на виході [3, 4]. Серед пристроїв, що реалізують функцію випрямлення струму, можна виокремити перетворювачі з трансформаторно-ключовими виконавчими структурами – ТКВС [5]), або Smart (tap changing) transformers [6, 7], які працюють на частоті мережі. Зокрема це багаторівневі випрямлячі – БРВ [8, 9], що відрізняються і багатоваріантністю побудови. Вони складаються з трансформатора T_r , вторинну обвитку якого секціоновано за деяким визначеним оптимальним законом, та, власне, блоку випрямлення – певної групи N паралельно з'єднаних стійок C , кожна з яких є парою послідовно з'єднаних напівпровідникових ключових елементів (тиристорів, діодів), спільні точки яких з'єднано з відповідними відводами вторинної обвитки T_r . У разі введення в дію будь-якої пари стійок БРВ працює у одному з Y можливих станів структури з коефіцієнтом передачі по напрузі, який, за незмінної вхідної напруги, визначається сумою напруг на секціях обвитки між цими стійками. (Зауважимо, що завдяки згаданому оптимальному вибору кількості витків секцій, забезпечується високе значення коефіцієнта ефективності використання ключових елементів $K_e = Y/N$). Перехід з цього стану в інший (тобто введення в дію іншої або частково іншої пари стійок) реалізується шляхом дискретно-разового керування (discrete-time control [10]) ключовими елементами стійок.

Попередні дослідження БРВ стосувалися, переважно, структурного синтезу (зокрема, доцільної декомпозиції на два функціонально тотожні блоки) та визначення оптимальних законів секціонування вторинної обвитки T_r , що відрізняються для варіантів БРВ з широким діапазоном (ШД) та обмеженим діапазоном (ОД) регулювання вихідної напруги. Тому **метою роботи** є визначення особливостей цілеспрямованої зміни робочих станів багаторівневих випрямлячів на основі трансформаторно-ключових виконавчих структур під час регулювання величини вихідної напруги постійного струму.

Виконавча структура БРВ є незмінною за будь-яких вимог щодо ширини діапазону зміни вихідної напруги. Проте, як вже зазначалося, синтезовані у [8] та [9] оптимальні закони секціонування вторинної обвитки T_r суттєво відрізняються для БРВ з ШД та БРВ з ОД. В обох випадках вони дають змогу здійснювати вибір кількостей витків всіх секцій (враховуючи можливі варіанти оптимального секціонування) для функціонування виконавчої структури у множині робочих станів, яка визначається необхідною кількістю рівнів вихідної напруги за заданого діапазона її регулювання. Задля конкретності та наочності подальшого викладення матеріалу доцільно обмежитися розглядом узагальненої виконавчої структури БРВ з активним навантаженням та фільтруючим конденсатором, яка має 6 стійок з парами ключів, що забезпечує отримання 9 рівнів вихідної напруги (рис. 1, на якому не показано первинну обвитку T_r). Секція W_1 з найменшою кількістю витків розраховується на напругу кроку регулювання ΔU_k (величина між двома сусідніми рівнями), а кількості витків інших секцій нормуються саме по витках W_1 ($W_1^* = 1$; $W_2^* = W_2/W_1 \dots$). Так само співвідносяться й напруги секцій. Ємність конденсатора обирається за умови отримання заданого коефіцієнту

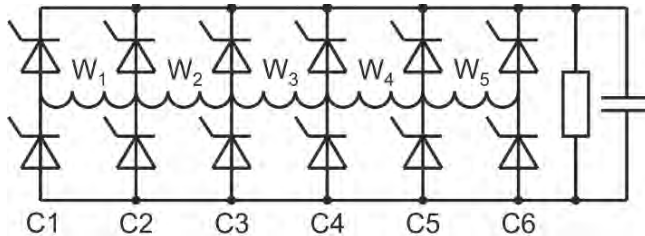


Рис. 1

пульсації вихідної напруги. Форма вхідного струму БРВ така сама як у однофазного двопівперіодного випрямляча з активно-ємнісним навантаженням.

Припустимо, що цей БРВ призначено для регулювання рівня вихідної напруги в діапазоні, верхня межа якого U_{2max} дорівнює, наприклад, $255 \text{ В} = 1,41 \times 180 \text{ В}$. Для цього випадку в таблиці наведено інформацію прикладів щодо секціонування вторинної обвитки T_r для двох рівноцінних (за ефективністю використання напівпровідникових ключових елементів) типів виконавчої структури.

Перший – БРВ з ШД (два варіанти реалізації), для якої $W_3=0$, а всі інші секції є регульовальними та обираються за законом [8]. Необхідні 9 рівнів напруги реалізуються під час вмикання комбінації наступних стійок: для варіанту 1 – C1, C2; C5, C6; C34, C5 (C2, C34); C1, C34; C34, C6; C2, C5; C1, C5; C2, C6; C1, C6 (C34 – модифікована стійка, що об'єднує стійки C3 та C4); для варіанту 2 – C1C2 (C2C34), C34C5, C5C6, C34C5, C2C4, C1C5, C34C5, C2C6, C1C6. Другий тип виконавчої структури – БРВ з ОД, коли середня секція W_3 розраховується на напругу нижньої межі діапазону регулювання ΔU_2 , а витки всіх інших секцій обираються за законом [9]. Тут дві тиристорні стійки (C3, C4), між якими знаходиться обвитка W_3 , можна замінити діодними стійками, які формують найнижчий рівень, а в разі необхідності вони виводяться з дії природним шляхом через введення у дію тиристорів. Інші рівні напруги реалізуються у разі вмикання наступних стійок: C2; C1; C5; C2, C5; C1, C5; C6; C2, C6; C1, C6. В таблиці наведено нормовані та абсолютні дійсні значення напруг секцій обвитки (в дужках) для прикладів, що розглядаються.

БРВ з		$\Delta U_2, \text{ В}$	$\Delta U_k, \text{ В}$	$W_1^* (U_1, \text{ В})$	$W_2^* (U_2, \text{ В})$	$W_3^* (U_3, \text{ В})$	$W_4^* (U_4, \text{ В})$	$W_5^* (U_5, \text{ В})$
ШД	1 вар.	255	28,2	1 (20)	3 (60)	0	3 (60)	2 (40)
	2 вар.	255	28,2	1 (20)	1 (20)	0	4 (80)	3 (60)
ОД		112	19,7	1 (14)	1 (14)	$W_3^* (68)$	3 (62)	3 (62)

У БРВ, що працюють на будь-якому з 9 визначених рівнів вихідної напруги, потенційно можливими є 36 цілеспрямованих переходів між робочими станами. Реалізація цих переходів відзначається двома особливостями, які впливають на алгоритм роботи. Перша з них полягає у неоднаковій кількості ключових пар, що беруть участь у різних переходах. Так, у БРВ з ШД перехід між станами реалізується, як вже зазначалося, або заміною однієї пари стійок на іншу (11 випадків), або заміною лише однієї з стійок працюючої пари на іншу (25 випадків), що виконується зняттям сигналів керування з одних тиристорних пар та поданням відповідних сигналів на інші. У БРВ з ОД під час переходів між станами, крім заміни однієї чи двох стійок, є й інші види переходів, які обумовлені використанням діодів. Зокрема, це просто введення у дію однієї додаткової стійки, що не потребує зняття керування з якихось інших стійок. Наприклад, у разі переходу від першого (найменшого) рівня

У БРВ, що працюють на будь-якому з 9 визначених рівнів вихідної напруги, потенційно можливими є 36 цілеспрямованих переходів між робочими станами. Реалізація цих переходів відзначається двома особливостями, які впливають на алгоритм роботи. Перша з них полягає у неоднаковій кількості ключових пар, що беруть участь у різних переходах. Так, у БРВ з ШД перехід між станами реалізується, як вже зазначалося, або заміною однієї пари стійок на іншу (11 випадків), або заміною лише однієї з стійок працюючої пари на іншу (25 випадків), що виконується зняттям сигналів керування з одних тиристорних пар та поданням відповідних сигналів на інші. У БРВ з ОД під час переходів між станами, крім заміни однієї чи двох стійок, є й інші види переходів, які обумовлені використанням діодів. Зокрема, це просто введення у дію однієї додаткової стійки, що не потребує зняття керування з якихось інших стійок. Наприклад, у разі переходу від першого (найменшого) рівня

напруги $U_{21}=95,9$ В (працюють діодні стійки С3, С4) до другого ($95,9$ В+ $19,8$ В= $115,6$ В) необхідно ввести у дію стійку С2, під час переходу до третього рівня (155 В) – С1, тощо. Є й більш складні переходи. Наприклад, для переходу з другого рівня ($115,6$ В) до шостого ($194,6$ В) треба замінити стійку С2 стійкою С1 та ввести у дію С5; у разі переходу з другого рівня на дев'ятий ($U_{29}=255$ В) – також замінити стійку С2 стійкою С1 але увімкнути стійку С6. Визначено, що неоднакова кількість тиристорних пар, що беруть участь за різних переходів, висуває певні вимоги до алгоритму керування ключами в сенсі подавання/зняття різної кількості керуючих сигналів.

Друга особливість реалізації зазначених переходів, яка є наслідком використання у БРВ некероаних (діоди) та неповністю кероаних напівпровідникових приладів (тиристори), полягає у ймовірності виникнення під час деяких переходів між рівнями незапланованого стану. Дійсно, за одночасного виведення з дії однієї стійки та введення в дію іншої, ключі першої деякий час продовжують проводити струм. Тобто, у структурі виникає тимчасовий, вищий за рівнем проміжний стан, "стрибок" напруги (наголосимо – безпечний, не аварійний). Наприклад, у БРВ з ШД у разі переходу з першого рівня (працюють стійки С1, С2) до третього рівня (знімається керування з ключів стійки С1 й одночасно подається керування для вмикання ключів стійки С3) виникає проміжний стан, що відповідає четвертому рівню вихідної напруги ($U_{24}=112,8$ В). Слід зазначити, що така ситуація відбувається в тому випадку, коли загальна комбінація увімкнених ключів початкової та наступної груп формують вищий ніж перехідні рівні напруги. Кількість переходів з можливими проміжними станами у БРВ з ШД дорівнює 15, а у БРВ з ОД – 9. (Зауважимо, що виникнення таких станів не залежить від кількості стійок, які замінюються при цьому – одна чи дві).

Визначене розмаїття можливих переходів свідчить про доцільність комп'ютерного моделювання режимів роботи БРВ, які можна вважати квазідинамічними.

Дослідження процесів переходів між рівнями у випрямлячі здійснювалося за допомогою пакету програм Matlab з використанням його графічного середовища Simulink. Було створено модель

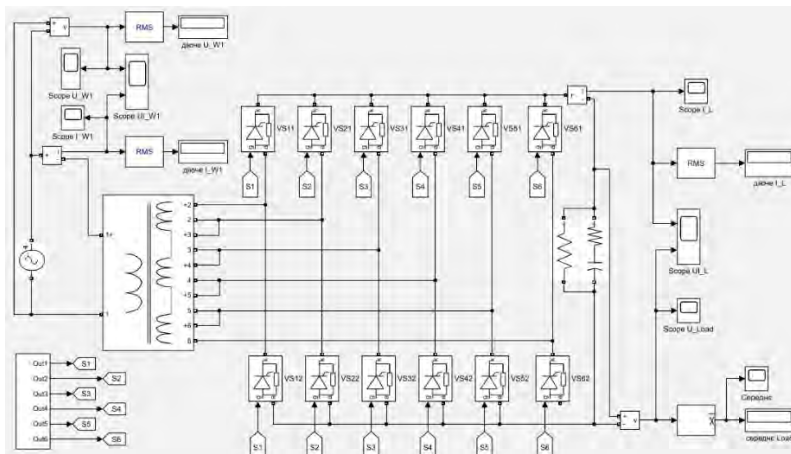


Рис. 2

системи, яка включає в себе: БРВ на основі багатообвиткового трансформатора (multi-winding transformer), силові ключі (тиристори, діоди), джерело змінної напруги, навантаження, засоби контролю (вимірювальні та візуальні), модуль керування тиристорами, допоміжні блоки. На рис. 2 зображено основні елементи моделі. Значення параметрів блоків обрано такими: опір активного навантаження 50 Ом, конденсатор ємністю 1700 мкФ, що забезпечує коефіцієнт пульсації вихідної напруги $\approx 5\%$. Було проведено моделювання переходів між можливими

рівнями напруги за різних алгоритмів керування ключами.

Більш детально розглянемо переходи між рівнями. Слід звернути увагу на те, що хоча в переході бере участь різна кількість стійок, але в будь-який момент часу увімкнено тільки дві. Під час моделювання має сенс розділити переходи на вищий рівень напруги ("вгору") і на нижчий ("вниз"), які з точки зору керування – асиметричні операції (ті ключі, що вмикалися, треба вимкнути). Але є суттєва різниця у перебігу процесів між аналогічними переходами "вгору" та "вниз", яка обумовлена, зокрема, властивостями роботи напівпровідникових ключів і наявністю фільтруючого конденсатора. Окремо треба наголосити на тому, що під час переходів у БРВ всі процеси суттєво залежать від синхронізації керування ключами з напругою змінного струму, при цьому наявність чи відсутність керування не завжди еквівалентна стану силового ключа – увімкнений він чи ні. Врахування цих чинників вимагає коригування алгоритму роботи напівпровідниковими ключами.

Беручи це до уваги, спочатку розглянемо переходи без проміжного стану, (для ШД (1 варіант) – 57%, для ШД (2 варіант) – 55%, для ОД – 75%). Застосуємо алгоритм, коли знімаємо керування з ключів початкової групи та синхронно подаємо керування на ключі наступної групи (зрозуміло, що якщо в групі є діоди, то керувати ними не треба). Розглянемо перехід "вгору". Після вмикання тиристорних

торів наступної групи, полярність напруги для відповідних "зайвих" ключів початкової групи (тих, що не задіяні в наступній групі) буде зворотною, тобто виникнуть умови для їхнього закриття, наслідком якого є їхнє вимикання природним шляхом. Напруга на виході БРВ синхронно з керуванням набуде нового миттєвого значення.

З точки зору алгоритму перемикання ключів такий перехід можна здійснити в будь-який момент часу. Але слід врахувати, що до складу системи входить фільтруючий конденсатор, а його дозаряд в статичному стані відбувається біля максимуму змінного струму. Якщо на цьому інтервалі виконати перехід, то миттєве значення зарядного струму суттєво збільшиться у порівнянні з усталеним станом, що негативно вплине на мережу живлення. Тому перехід "вгору" треба виконувати в нулі миттєвого значення змінної напруги, що зменшить амплітуду зарядного струму.

У випадку переходів "вниз" процеси дещо інші. Алгоритм керування тиристорів той самий, що й раніше – синхронна зміна керування. Але тиристори початкової групи одразу не закриються, тому що в системі присутній конденсатор, і поки величина напруги на ньому не знизиться (швидкість спаду визначає постійна часу навантаження та конденсатора) до відповідного рівня, доти не виникнуть умови для вимикання тиристорів початкової групи й вмикання наступної групи, а на цей процес ми не можемо вплинути. Оскільки постійна часу відносно велика (порівняно з періодом змінного струму), то перехід займає певний час, а його тривалість залежить від величин рівнів переходів, на що треба зважати під час оцінки інтервалу часу переходу. На відміну від переходу "вгору" момент часу, коли здійснюється перехід, не має суттєвого значення, хоча він певним чином впливає на тривалість переходу між рівнями.

Розглянемо переходи з проміжним станом. Аналіз показав, що через використання вищенаведеного алгоритму, перевищення значення напруги в порівнянні з заданими для різних прикладів може коливатись від 1 до 7 кроків регулювання. Так, наприклад, для БРВ з ШД (1 варіант) у разі переходу з 1 рівня на 2 вона сягає 7, бо абсолютна величина в проміжному стані становить 9. Наявність такої ситуації під час переходу може негативно вплинути на навантаження, тому її бажано позбутися.

Розглянемо алгоритм, який доцільний для таких переходів, а саме, коли між зняттям керування з ключів початкової групи, і подавання керування на ключі наступної групи вводиться певна пауза для врахування того, що за відсутності керуючих сигналів на ключах умовою їхнього вимикання є ще й відсутність струму в них. Беручи це до уваги, рекомендуємо вимикати керування з ключів, які виходять з роботи початкової групи в максимумі напруги змінного струму, а подавати керування на нові ключі в наступному нулі. Тривалість паузи в керуванні буде сягати півтора півперіоду напруги змінного струму.

Для ілюстрації на рис. 3 представлено приклади графіків вихідної напруги під час переходу з

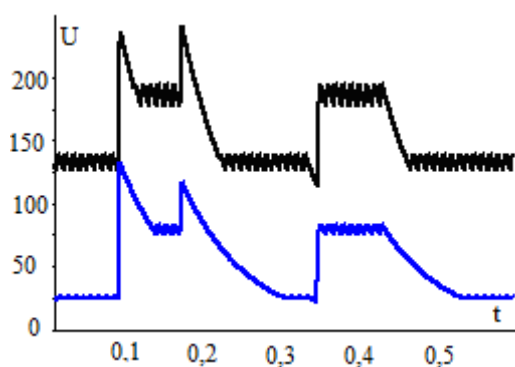


Рис. 3

проміжним станом у разі використання різних алгоритмів для БРВ з ШД (1 варіант). Тут продемонстровано переходи ("вгору" та "вниз") між рівнями 5 та 7 (верхній графік) й 1 та 3 (нижній графік). Ліворуч на рисунку використано алгоритм без паузи, а в правій – з паузою. Наочно видно наявність перехідного рівня за прямого та зворотного перемикання. Для представлених переходів проміжними, відповідно, будуть рівні 9 та 4, тобто "стрибок" рівня напруги в порівнянні зі штатними становить 2 та 1. Також можна оцінити характер зниження напруги на конденсаторі під час його розряду, тривалість якого визначається переходом, відповідно, між рівнями 9-5 та 4-1. Праворуч на рис. 3 показано переходи, в яких використано алгоритм з паузою. Тепер у вихідній напрузі відсутній перехідний

стан, зник "стрибок" напруги та зменшився інтервал розряду конденсаторі фільтра, який визначається вже переходом між рівнями 7-5 та 3-1. Подібний характер протікання процесу притаманний всім переходам між рівнями через проміжний стан.

Для двох типів виконавчої структури БРВ проведено за допомогою моделювання дослідження всіх можливих переходів між рівнями під час застосування алгоритмів без паузи та з паузою. Для ілюстрації на рис. 4 показано результати моделювання послідовних переходів від нижнього рівня напруги до найвищого і в зворотному напрямку для БРВ з ШД (варіант 1) у разі використання алгоритмів

му з паузою між усіма переходами, а на рис. 5 показано аналогічні переходи для БРВ з ОД під час застосування алгоритму з паузою тільки там, де виникає перехідний рівень. У випадку зростання рівня видно інтервал очевидного спаду миттєвого значення напруги в порівнянні з поточним (на рис. 4 він при кожному переході, на рис. 5 – їх два), миттєве значення якого приблизно на 13% нижче поточного середнього значення. Наявність даного інтервалу свідчить про те, що ключі вже вимкнулися, і здійснюється розряд конденсатора.

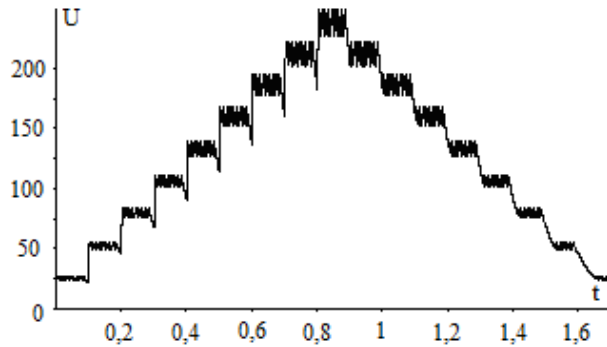


Рис. 4

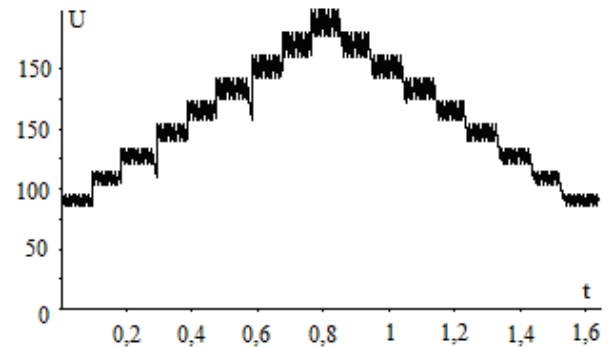


Рис. 5

У разі зниження рівня напруги вимкнений стан ключів практично відсутній, відбувається природне перемикання між ключами. Крім того, в цьому випадку наочно видно, що тривалість інтервалу розряду фільтруючого конденсатора на нижніх рівнях збільшується в порівнянні з переходами на верхніх рівнях, оскільки відносна величина зміни величин рівнів також збільшується. Таким чином, врахування виявлених особливостей зміни рівня вихідної напруги БРВ під час відповідних переходів між його робочими станами дало змогу обрати доцільні алгоритми керування напівпровідниковими ключовими елементами БРВ й забезпечити прийнятний перебіг переходів між станами, коли практично виключається можливість виникнення відчутних небажаних сплесків або спадів вихідної напруги.

Висновки. Визначено та проаналізовано особливості реалізації цілеспрямованих переходів між робочими станами виконавчої структури багаторівневого випрямляча з секціонуванням вторинної обвитки трансформуючого елемента за законами, оптимальними з позицій ефективності використання ключових елементів. Доведено, що суттєва економія апаратних засобів (напівпровідникових ключових елементів) при цьому вимагає лише незначного корегування роботи програмних засобів. Визначена багатоваріантність зміни робочих станів та можливих алгоритмів дискретно-разового керування ключовими елементами БРВ, що є ще одним підтвердженням багатоваріантності побудови та функціонування трансформаторно-ключових виконавчих структур перетворювачів параметрів електричної енергії.

Роботу виконано за держбюджетною темою "Бар'єр-3" (реєстраційний номер 0123U100671), КПКВК 6541030.

1. Chaudhuri Nilanjan, Chaudhuri Balarko, Majumder Rajat, Yazdani Amirnaser. Multi-terminal Direct-Current Grids: Modeling, Analysis, and Control. John Wiley & Sons, 2014. 288 p.
2. Parag K., Suman D., Krishnamurthy Sh. Reduced switch count multi-level unidirectional rectifiers. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Denver, CO, USA, 15-19 September 2013. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2013.6646952>.
3. Timothy F. Glennon T.F., Mehl B.R. Regulated AC/DC converter. US Patent No 4739466, 1988.
4. Crane A.D., Blewi W.M. Power converters. US Patent No 9800161B2, 2017.
5. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. К.: Наукова думка, 1983. 216 с.
6. Huang M., Dong L., Zhang J., Wang J., Hao Z. Research on the Differential Protection Algorithm of Multi-Tap Special Transformer. *Journal of Power and Energy Engineering*. 2014. Vol. 2. No 09. Pp. 98–105. DOI: <https://doi.org/10.4236/jpee.2014.29014>.
7. Trentini A. The use of smart transformer in the presence of dispersed generation. Diss. Politecnico di Torino, 2018. 90 p.
8. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Особливості секціонування обвитки трансформуючого елемента трансформаторно-ключової виконавчої структури у вольтододавчому каналі системи живлення постійного струму. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 6. С. 25–31. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.025>.

9. Особливості декомпозиції багаторівневих випрямлячів за умови заданого обмеження діапазону регулювання вихідної напруги. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 2. С. 21–26. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.021>.

10. Bimal K. Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. *IEEE Power Electronics Society Newsletter Fourth Quarter*. 2007. Vol. 19. No 4. Pp. 11–20.

FEATURES OF CHANGING THE OPERATING STATES OF EXECUTIVE STRUCTURES OF MULTILEVEL RECTIFIERS

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

The main component of DC power supply systems are various semiconductor mostly controlled rectifiers with corresponding filter capacitors. In particular, these are multi-level rectifiers (MLRs) with a purposeful discrete-time change in the voltage transfer coefficient through a corresponding change in the operating state of its executive structure. Synthesized optimal variants of these structures are characterized by the high efficiency of the use of semiconductor switches elements. This work revealed and analyzed the peculiarities of the implementation of transitions between the specified operating states in two types of MLR – with a wide (full) and with a limited range of output voltage regulation. Taking into account these features made it possible to determine appropriate algorithms for discrete-time control of semiconductor switches elements of the MLR, which ensure an acceptable course of these transitions, during which the possibility of noticeable unwanted surges or drops in the voltage supplied to the consumer is practically excluded. The multivariate implementation of the algorithms for transitions between the output voltage levels of the MLR is another aspect of the multivariate transformer-and-switches executive structures of converters in general. References 10, tables 1, figures 5.

Key words: multi-level rectifier, transformer-and-switches executive structure, tap changing transformer, smart transformer, work algorithm, multivariate.

1. Chaudhuri Nilanjan, Chaudhuri Balarko, Majumder Rajat, Yazdani Amirnaser. Multi-terminal Direct-Current Grids: Modeling, Analysis, and Control. John Wiley & Sons, 2014. 288 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781118960486>

2. Parag K., Suman D., Krishnamurthy Sh. Reduced switch count multi-level unidirectional rectifiers. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Denver, CO, USA, 15-19 September 2013. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2013.6646952>.

3. Glennon T.F., Mehl B.R. Regulated AC/DC converter. US Patent No 4739466, 1988.

4. Crane A.D., Blewi W.M. Power converters. US Patent No 9800161B2, 2017.

5. Lypkivskiy K.O. Transformer-and-Switches Executive Structures of Alternating Current Voltage Converters. Kiev: Naukova Dumka, 1983. 216 p. (Rus).

6. Huang M., Dong L., Zhang J., Wang J., Hao Z. Research on the Differential Protection Algorithm of Multi-Tap Special Transformer. *Journal of Power and Energy Engineering*. 2014. Vol. 2. No 09. Pp. 98–105. DOI: <https://doi.org/10.4236/jpee.2014.29014>.

7. Trentini A. The use of smart transformer in the presence of dispersed generation. Diss. Politecnico di Torino, 2018. 90 p.

8. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G. Features of sectioning the turns of the transforming element of the transformer-key actuating structure in the boost channel of the DC power system. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 6. Pp. 25–31. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.06.025>.

9. Lypkivskiy K.O., Mozharovskiy A.G. Features of decomposition of multilevel rectifiers under conditions of the specific limit of the range of output voltage regulation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2022. No 2. Pp. 21–26. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.021>.

10. Bimal K. Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting. *IEEE Power Electronics Society Newsletter Fourth Quarter*. 2007. Vol. 19. No 4. Pp. 11–20.

Надійшла 14.08.2023
Остаточний варіант 11.09.2023

ОСОБЛИВОСТІ МАТЕМАТИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ ЛІНІЙНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З КОРОТКИМИ ІНДУКТОРОМ І ВТОРИННИМ ЕЛЕМЕНТОМ

В.І. Теряєв^{1*}, канд. техн. наук, А.Ю. Довбик^{1**}, О.А. Зайченко^{2***}, канд. техн. наук

¹ НТУ України “Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського”,

пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна.

E-mail: kpivit@gmail.com; anton.dovbyk@gmail.com.

² Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна. E-mail: tems@ukr.net.

На основі уточненої математичної моделі лінійного асинхронного двигуна, яка враховує кінцеві ефекти, насичення магнітопроводу та неповне перекриття індуктора вторинним елементом побудовано імітаційну модель електроприводу в пакеті Matlab. Проведено моделювання роботи лінійного електроприводу, що враховує ефект входу-виходу вторинного елемента з магнітного поля індуктора. Отримані результати досліджень свідчать про працездатність розробленої моделі та її придатність для проведення уточненого моделювання її синтезу законів керування лінійного електроприводу. Бібл. 12, рис. 13, табл. 1.

Ключові слова: лінійний асинхронний електропривод, моделювання, кінцеві ефекти, насичення магнітопроводу, неповне перекриття індуктора, дослідження, статика, динаміка.

Вступ. На сьогоднішній день електродвигуни обертового руху займають переважне становище в електроприводі. Це пояснюється їхньою універсальністю, високими енергетичними показниками, надійністю, уніфікованістю. В той же час існує багато механізмів, де виконавчий орган здійснює поступальний рух. Задля перетворення обертового руху ротора двигуна на поступальний рух виконавчого органу використовуються кінематичні пари: ходовий гвинт-гайка, колесо-рейка, шестерня або черв'як-зубчаста рейка, кривошипно-шатунна та інші види передач. При цьому механічним передачам притаманні такі недоліки як люфти, пружності, різні види тертя (сухе, в'язке та інші), додаткові втрати, а також можливість проковзування (для фрикційних передач).

Лінійні електродвигуни (ЛД) призначені для перетворення електричної енергії у поступальний рух виконавчого органу робочої машини і представляють собою модифікацію електричних машин з розімкненою магнітною системою. Як правило, така магнітна система включає магнітопровід і розгорнуту обмотку, що створює біжуче магнітне поле. Внаслідок взаємодії цього поля із вторинним елементом виникає лінійне тягове зусилля [1].

Головною перевагою ЛД є можливість передачі силової дії на об'єкт керування без механічного контакту з ним. Тому лінійні електроприводи використовуються саме там, де застосування двигунів обертового типу неефективне або неможливе.

Галузями перспективного використання електроприводів з ЛД є електричний транспорт (по-тяги, електромобілі, ліфти, траволатори, ескалатори), машинобудування (приводи металообробних верстатів, роботів і маніпуляторів), промисловість (підйомно-транспортні машини, системи технологічного і неперервного транспорту), металургія, принтери, човникові механізми, будівельна техніка ударної дії, поршневі машини, штовхачі та актуатори різного призначення, військова техніка та інші. Прикладами використання, де ЛД є єдиним можливим технічним рішенням, є безконтактний високошвидкісний наземний транспорт з лінійним електроприводом і магнітним або аеродинамічним підвішуванням (Maglev, Hyperloop), обладнання для перекачування розплавленого металу (МГД-насоси), електромагнітні сепаратори.

Основними перевагами електроприводів з ЛД є: простота конструкції, можливість прикладання зусилля до об'єкту керування без механічного контакту з ним та проковзування; підвищена

надійність; відсутність втрат, пружностей та люфтів, існуючих в механічних передачах; можливість одержання великих значень прискорення й уповільнення. До недоліків можна віднести: обмежені регульовальні властивості, складність отримання низьких швидкостей руху; відсутність можливості механічної редукції швидкості та відповідного збільшення тягового зусилля; низькі масогабаритні та енергетичні показники (ККД і коефіцієнта потужності). Останні два недоліки пов'язані зі збільшеною величиною повітряного робочого зазору у порівнянні з обертальними електричними машинами. Це пояснюється технологічними причинами: у разі встановлення ротора обертальної машини у підшипниках зазор між статором і ротором може бути витриманий у межах десятих частинок міліметра, тоді як за лінійного виконання електричної машини задля уникнення безпосереднього контакту між первинним і вторинним елементами протягом всього шляху переміщення цей зазор може складати від одиниць до десятків міліметрів.

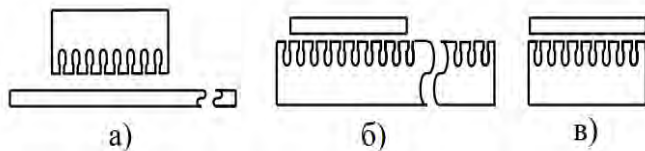


Рис. 1

Особливістю ЛД є те, що довжина первинного і вторинного елементів можуть не співпадати. В залежності від цього розрізняють наступні їхні різновиди (рис. 1): з коротким індуктором та довгим вторинним елементом (а); з коротким вторинним елементом та довгим індуктором (б); з короткими індуктором і вторинним

елементом (в).

ЛД можуть також мати звернену конструкцію, за якою рухомих може бути як ротор (вторинний елемент), так і статор (індуктор).

Практично всі електричні машини обертального руху мають свої лінійні аналоги, але найбільш простими з точки зору технічної реалізації є лінійні асинхронні двигуни (ЛАД), що забезпечило їхнє переважне розповсюдження.

Варіанти конструктивного виконання ЛАД показано на рис. 2: а – односторонній; б – двосторонній з двома обмотками; в – двосторонній з однією обмоткою; г – односторонній зі зворотним магнітопроводом, суміщеним з реактивною смугою; д – односторонній з відокремленим зворотним магнітопроводом; е – коаксіальний; є – дисковий; ж – дугостаторний. Незважаючи на те, що дискові та дугостаторні двигуни реалізують обертальний рух, їх відносять до класу ЛАД. Вони дають змогу отримати значний крутний момент за відносно невеликої швидкості обертання ротора за рахунок збільшення плеча прикладання зусилля без використання механічної редукції. Ці двигуни, як правило, мають розімкнений магнітопровід і тому розглядаються як ЛАД з коротким індуктором і довгим вторинним елементом. Приклад використання дугостаторного двигуна в електроприводі антени радіолокаційної станції наведено в [2].

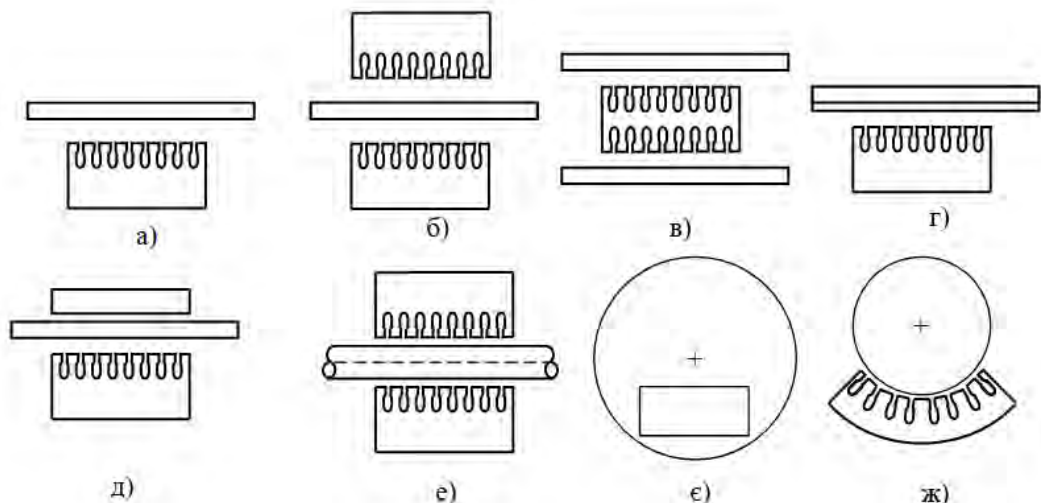


Рис. 2

Вторинний елемент (реактивна полоса) ЛАД не завжди оснащується обмоткою. Часто, і в цьому одна з переваг ЛАД, як вторинний елемент використовується електропровідна смуга з алюмінію чи міді або комбінована смуга з прилеглими один до одного електропровідним і феромагнітним

матеріалами, в якій останній виконує роль зворотного магнітопроводу. Зворотний магнітопровід може бути суцільним або шихтованим.

Невід'ємною особливістю ЛАД є кінцеві ефекти, які виникають через розімкненість магнітопроводу індуктора, а також ефекти «входу-виходу» контурів струму вторинного елемента із пасивної зони в активну. Наявність кінцевих ефектів призводить до зміни форми потоку й індукції в повітряному зазорі по всій активній довжині індуктора, в результаті чого виникають додаткові ЕРС в котушках обмотки. Останнє викликає несиметричність фазних струмів, наявність гармонік МРС і небажані втрати.

Розрізняють поперечний крайовий та поздовжні кінцеві ефекти. Поздовжні кінцеві ефекти можуть бути первинними і вторинними [3, 4]. Первинний поздовжній крайовий ефект виникає через асиметрію електромагнітних параметрів, навіть коли вторинний елемент нерухомий. Вторинний кінцевий ефект (ефект входу-виходу) – це явище, яке повторюється систематично у разі входу і виходу вторинних контурів струму в електромагнітне поле статора в процесі відносного руху вторинного елемента.

Поперечний крайовий ефект зумовлений тим, що індуквані струми містять поздовжні складові, які не формують тягове зусилля, але викликають у вторинному елементі поперечні зусилля.

Серед особливостей ЛД також слід відмітити насичення магнітної системи та стан неповного перекриття індуктора вторинним елементом, які впливають на статичні та динамічні характеристики електроприводу.

Відсутність можливості механічної редукції призводить до складності отримання низьких швидкостей руху і необхідності пошуку методів глибокого регулювання швидкості у випадку використання регульованого електроприводу.

Розглянуті особливості ЛАД призводять до погіршення технічних характеристик лінійного електроприводу, що свідчить про актуальність теми даного дослідження, спрямованого на розвиток питань удосконалення електроприводів з ЛАД, пошук нових рішень щодо їхнього проектування, методів керування та дослідження.

Метою роботи є розробка методології врахування особливостей ЛАД під час проведення досліджень статичних і динамічних режимів лінійного електроприводу на основі використання уточненої математичної моделі, яка враховує кінцеві ефекти, насичення магнітопроводу та неповне перекриття індуктора.

Розглянемо більш докладно фактори, які потребують уточнення під час моделювання ЛАД з короткими індуктором і вторинним елементом.

Кінцеві ефекти ЛАД. За загальноприйнятою методологією, запропонованою Данканом [5], кінцеві ефекти ЛАД можуть бути враховані спеціальною функцією, яка залежить від швидкості руху і параметрів індуктора. У даному дослідженні задля врахування впливу кінцевих ефектів функцію Данкана введено у коло намагнічувального струму.

Насичення магнітної системи ЛАД. Існує думка, що внаслідок збільшеної величини робочого повітряного зазору магнітна система ЛАД є ненасиченою. Дане припущення ґрунтується на тому, що через збільшення робочого зазору асинхронної машини індукція магнітного поля в зазорі i , відповідно, магнітопроводі, зменшується. Із даним твердженням можна було би погодитися, якщо б мова йшла про збільшення зазору вже існуючої асинхронної машини. Інакша справа у разі проектуванні нового ЛАД. Великий робочий повітряний зазор, обумовлений конструктивними особливостями лінійного двигуна, викликає збільшення потоків розсіювання, а також послаблює робочий магнітний потік, що призводить, з метою його відновлення, до необхідності збільшення струму статора та струму намагнічування i , як результат, насичення магнітопроводу індуктора. У прагненні отримати прийнятні масогабаритні характеристики проектувальникам доводиться задаватися гранично допустимими значеннями таких показників як густина струму в обмотці, лінійне струмове навантаження, індукція магнітного поля в магнітопроводі. Наслідком цього є те, що вже у номінальному режимі роботи ЛАД магнітопровід індуктора знаходиться у стані, близькому до насичення.

На рис. 3 показана типова картина поля ЛАД з коротким індуктором, побудована за допомогою програмного комплексу ELCUT для трьох положень вторинного елемента: a – повне перекриття; b – часткове перекриття; v – відсутність перекриття.

З аналізу картини поля ЛАД, представленої на рис. 3, впливає наступне:

- за усіх положеннях вторинного елемента магнітопровід індуктора має зони насичення;
- в зоні відсутності перекриття індуктора вторинним елементом робочий магнітний потік переходить у потік розсіювання;
- зворотний магнітопровід за усіх положеннях є ненасиченим.

Викладене свідчить про те, що математична модель ЛАД, призначена для уточненого дослідження його статичних і динамічних характеристик, повинна враховувати вплив насичення магнітопроводу індуктора, а також про обмежені можливості застосування типових методів керування асинхронними двигунами, які потребують вільного оперування магнітним потоком або його складовими, в тому числі і за принципом векторного керування.

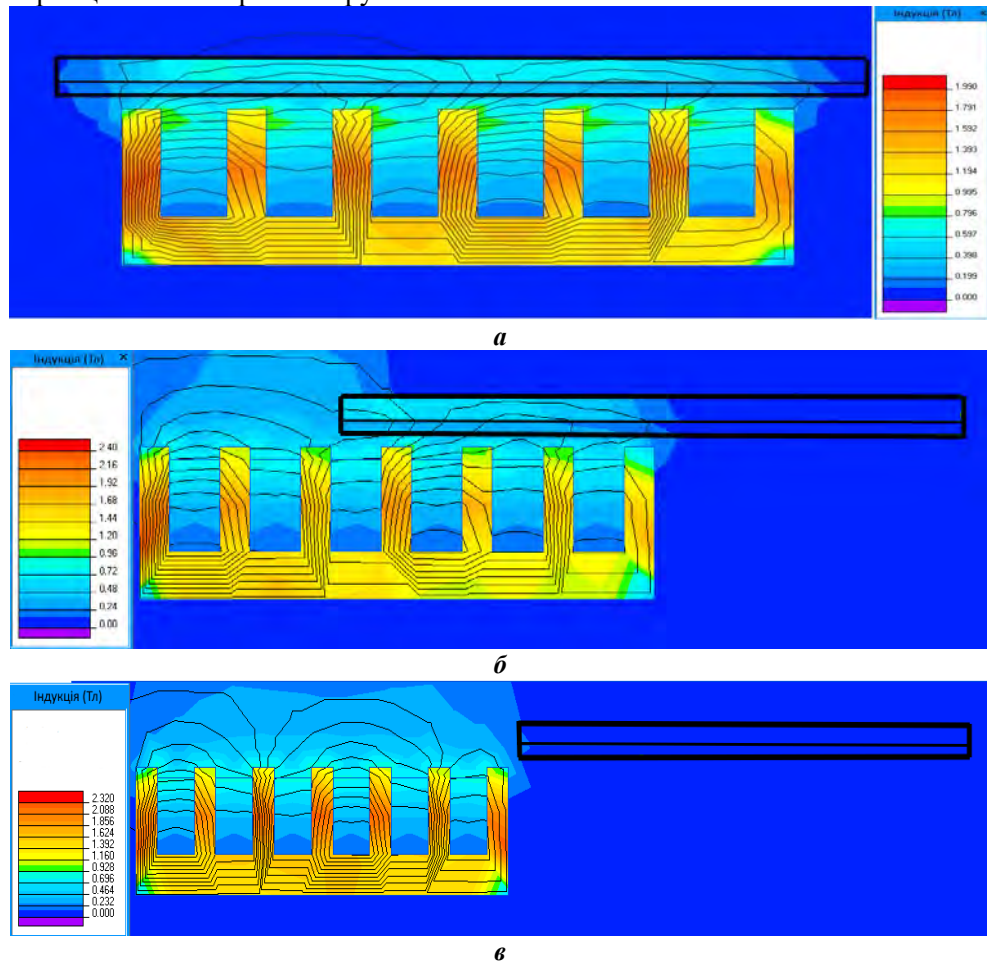


Рис. 3

В моделі, що розглядається, насичення магнітопроводу індуктора враховане прямим використанням характеристики намагнічування сталі індуктора шляхом введення коефіцієнта насичення, який впливає на індуктивні опори розсіювання та намагнічування.

Неповне перекриття індуктора вторинним елементом. Однією з унікальних особливостей ЛАД з короткими індуктором і вторинним елементом, яка не зустрічається і тому не досліджується у традиційних обертальних машинах, є так званий ефект неповного перекриття [1]. Цей ефект може мати місце у всіх різновидах ЛАД (одно- та двосторонні, плоскі, дугостаторні та коаксіальні) з так званими короткими первинним і вторинним елементами. Під короткими в даному контексті розуміється індуктор і вторинний елемент обмеженої співвимірної довжини. Дана конструкція двигунів використовується в приводах подачі металорізальних верстатів з обмеженим ходом робочого органу, на транспортних засобах із сегментованою шляховою структурою, яка складається з окремих індукторів або відрізків реактивних полос та інші.

Суть даного явища пояснюється на рис. 4 і полягає у тому, що в процесі руху ЛАД мають місце періоди часу, коли індуктор і вторинний елемент взаємодіють по всій довжині (3 – повне перекриття), взаємодіють частково (2, 4 – неповне перекриття) або не взаємодіють взагалі (1, 5 – відсутність перекриття).

Площа перекриття індуктора вторинним елементом лінійно залежить від їхнього взаємного розташування і визначається коефіцієнтом перекриття k_o , який розраховується за формулою

$$k_o = l_o / l_i, \quad (1)$$

де l_o – довжина активної зони взаємодії індуктора і вторинного елемента; l_i – довжина індуктора.

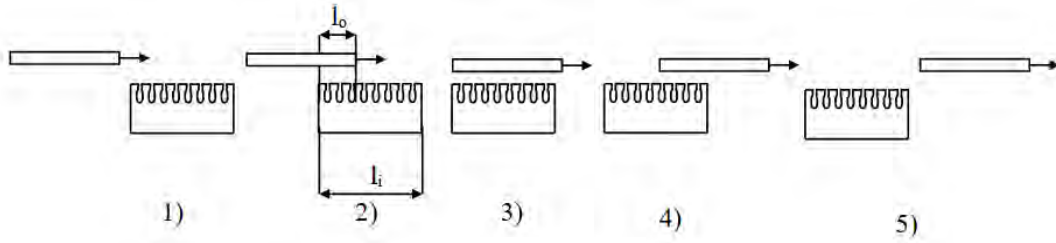


Рис. 4

Зміну коефіцієнту перекриття відповідно до положення вторинного елемента на рис. 4 показано на рис. 5.

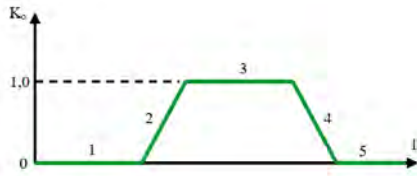


Рис. 5

Фізичні процеси, які виникають в двигуні за неповного перекриття, полягають у перерозподілі магнітних потоків і зменшенні активної площі взаємодії індуктора та вторинного елемента, що, в свою чергу, призводить до зміни більшості параметрів і характеристик двигуна (див. картину поля на рис. 3).

Наслідком цього явища є залежність вторинного та індуктивних опорів від взаємного розташування статора і ротора, що враховується введенням коефіцієнта перекриття k_o в ланки схеми заміщення.

Уточнена математична модель ЛАД. Математичні моделі використовуються для теоретичного дослідження поведінки ЛАД в статичних і динамічних режимах, отримання значень його параметрів розрахунковим шляхом, здійснення проектування конструктивних елементів, проведення синтезу законів керування лінійним електроприводом. Історично склалося, що перші математичні моделі лінійних електродвигунів були отримані на основі теорії поля. На даний час аналіз електромагнітного поля використовується, в основному, задля отримання параметрів еквівалентної схеми [3].

Враховуючі такі особливості як наявність кінцевих ефектів, насичення магнітопроводу, ефект неповного перекриття індуктора вторинним елементом, найбільш наочними і зручними для відображення властивостей та дослідження ЛАД є моделі на основі уточненої еквівалентної схеми заміщення. Вибір моделі на основі схеми заміщення є загальноприйнятим [5 – 7, 10 – 12] і пояснюється складністю фізичних процесів у лінійній машині навіть у порівнянні з асинхронною машиною оберտальної дії.

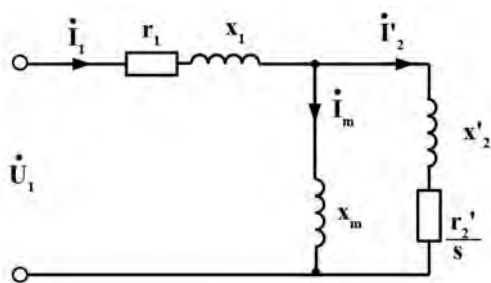


Рис. 6

Для опису електромеханічних процесів ЛАД скористаємося методологією [8] та універсальною однофазною схемою заміщення асинхронної машини, представленою на рис. 6, де позначені комплексні величини: U_1 – діюче значення первинної фазної напруги живлення; i_1, i_2' – первинний та приведений вторинний фазні струми; i_m – намагнічувальний струм; r_1, x_1 – активний та реактивний опори розсіювання обмотки індуктора; x_m – реактивний опір взаємодукції; r_2', x_2' – активний та реактивний приведені опори вторинного елемента; s – ковзання.

Вираз для електромагнітного моменту M оберտальної машини

$$M = P_m / \Omega, \quad (2)$$

де P_m – механічна потужність на валу; Ω – кутова швидкість ротора.

Механічна кутова швидкість оберտання магнітного поля машини

$$\Omega_1 = 2\pi f_1 / p = \omega_1 / p, \quad (3)$$

де f_1 – частота мережі живлення; p – число пар полюсів обмотки; $\omega_1 = 2\pi f_1$ – кругова частота мережі.

Механічна кутова швидкість оберտання ротора з урахуванням ковзання дорівнює

$$\Omega = \Omega_1 (1 - s) = (1 - s) \omega_1 / p, \quad (4)$$

де ковзання $s = (\Omega_1 - \Omega) / \Omega_1$.

Механічна потужність на валу ротора [8]

$$P_m = m_1 I_2'^2 r_2' (1 - s) / s, \quad (5)$$

де m_1 – число фаз обмотки; I_2' – модуль діючого значення приведеного вторинного фазного струму.

Здійснимо перехід від величин, що використовуються для опису оберտального руху до величин, характерних для лінійного руху.

Електромагнітне тягове зусилля, по аналогії з (2), може бути виражено як

$$F = P_m / v, \quad (6)$$

де v – швидкість рухомого елемента.

Враховуючі, що механічна потужність не залежить від характеру руху електричної машини, згідно (5) отримуємо вираз для тягового зусилля лінійного двигуна у вигляді

$$F = \frac{P_m}{v} = m_1 I_2'^2 r_2' \frac{(1-s)}{vs} = \frac{m_1 r_2'}{2\tau f_1 s} I_2'^2. \quad (7)$$

Під час виведення (7) враховано наступні співвідношення для лінійної швидкості поля v_1 і швидкості рухомого елемента v

$$v_1 = 2p\tau f_1 / p = 2\tau f_1; v = v_1(1-s) = 2\tau f_1(1-s). \quad (8)$$

де τ – полюсний поділок; $s = (v_1 - v) / v_1$ – ковзання.

Звідси рівняння, що описують електромеханічну частину ЛАД, можуть бути записані у вигляді

$$F = \frac{m_1 r_2'}{2\tau f_1 s} I_2'^2; F - F_0 = M_\Sigma \cdot \frac{dv}{dt}, \quad (9)$$

де F_0 – зусилля опору руху; M_Σ – маса рухомої частини та корисного навантаження.

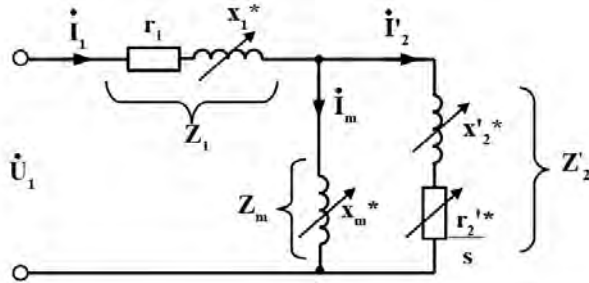


Рис. 7

Для подальших досліджень скористаємося узагальненим підходом до математичного моделювання лінійного електроприводу, запропонованим авторами в [7].

Покладемо в основу моделі ЛАД модифіковану схему заміщення лінійної асинхронної машини (рис. 7), активні та індуктивні опори якої є залежними від впливу кінцевих ефектів, насичення та явища неповного перекриття індуктора.

Задля врахування кінцевих ефектів та додаткових втрат від вихрових струмів скористаємося

моделлю Данкана для керованого за швидкістю лінійного електроприводу, яка передбачає залежність індуктивності опору кола намагнічування від швидкості руху [5]

$$X_m = X_{m0}(1 - f(Q)), \quad (10)$$

де x_{m0} – реактивний опір взаємоіндукції за нерухомого індуктора; $f(Q)$ – функція змінної Q , яка залежить від параметрів індуктора ЛАД і відносної швидкості вторинного елемента та індуктора

$$f(Q) = (1 - e^{-Q}) / Q. \quad (11)$$

Змінна Q вводиться в математичну модель у вигляді залежності

$$Q = l_i r_2' / v L_2', \quad (12)$$

де l_i – довжина індуктора; v – швидкість руху; L_2' – приведена індуктивність вторинного елемента.

Як вже вказувалось вище, індуктор ЛАД переважно працює в режимі насичення. Насичення магнітопроводу призводить до перерозподілу магнітного потоку, викликає зменшення індуктивних опорів розсіювання і взаємоіндукції та відповідне збільшення струмів індуктора та намагнічування. Тому під час побудови адекватної математичної моделі ЛАД необхідно враховувати нелінійність характеристики намагнічування та насичення індуктора. Моделювання цієї характеристики зазвичай здійснюється за допомогою апроксимації кривої намагнічування аналітичною залежністю [9]. В даній роботі нелінійність характеристики намагнічування врахована безпосередньо шляхом введення в індуктивні опори розсіювання та взаємоіндукції коефіцієнта насичення k_s , який визначається для миттєвого значення струму індуктора за залежністю магнітної проникності сталі від намагнічувальної сили.

Задля врахування режиму неповного перекриття в індуктивні опори взаємоіндукції і вторинного елемента введено коефіцієнт перекриття k_o , який розраховується за формулою (1).

Враховуючи викладене, застосуємо модифіковані параметри для Т-подібної схеми заміщення

$$x_1^* = x_1 \cdot k_s; x_m^* = x_m \cdot (1 - f(Q)) \cdot k_o \cdot k_s; x_2'^* = x_2' \cdot k_o; r_2'^* = \frac{r_2'}{s \cdot k_o}. \quad (13)$$

Як видно з модифікованої схеми рис. 7, більшість її параметрів не є сталими і залежать від струму індуктора, швидкості та положення ротора. Тому можна зробити висновок, що ЛАД представляється більш складною, у порівнянні з оберталюю машиною, нелінійною електромеханічною системою, аналіз якої може бути виконаний лише методами числового математичного моделювання. Тому метою подальшого дослідження є оцінка факторів, що враховують особливості ЛАД, на предмет можливості нехтування їхнім впливом або спрощеного представлення під час математичного моделювання.

Складемо рівняння задля визначення струмів Т-подібної схеми заміщення (рис. 7). При цьому, для більшої компактності записів, скористаємося повними комплексними опорами

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{Z_e}; \quad \dot{I}_2' = \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_1}{Z_2'}; \quad \dot{I}_m = \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_1 Z_1}{Z_m}, \quad (14)$$

де $Z_e = Z_1 + \frac{Z_m \cdot Z_2'}{Z_m + Z_2'}$ – еквівалентний комплексний опір; $Z_1 = r_1 + jx_1^*$; $Z_m = jx_m^*$; $Z_2' = \frac{r_2'^*}{s} + jx_2'^*$ – повні

комплексні опори схеми заміщення.

Структурну схему ЛАД, складену у відповідності до рівнянь (7) – (14), показано на рис. 8. Керування двигуном здійснюється одночасно по двом каналам: частоті та напрузі статора. З цією метою в моделі передбачено два входи завдання – по напрузі та частоті відповідно.

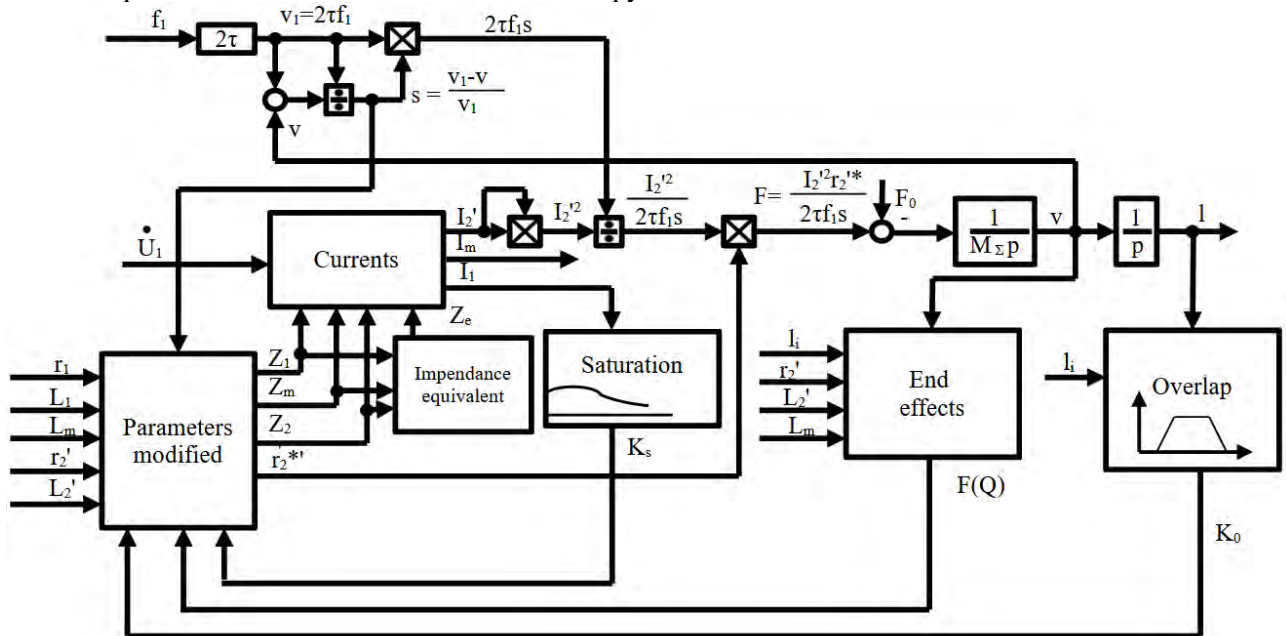


Рис. 8

Блоки для визначення струмів (Currents) та повного еквівалентного опору (Impedance equivalent) побудовано у відповідності до рівнянь (14).

Структурну схему блоку для визначення модулів модифікованих параметрів схеми заміщення (Parameters modified) показано на рис. 9. Оскільки розсіювання статора складається з пазового, диференціального та лобового, будемо вважати, що насичення впливає лише на перші дві складові, які залежать від індукції в магнітопроводі і включають орієнтовно 2/3 загального потоку розсіювання статора [8]. В схемі рис. 9 цей розподіл здійснено у вузлі розрахунку модифікованого значення x_1^* .

Схему вузла для врахування впливу насичення (Saturation) на індуктивності розсіювання і намагнічування наведено на рис. 10, а. В схемі використано блок Lookur Table, в якому закладено залежність магнітної проникності від намагнічувальної сили для типової високоякісної листової електротехнічної сталі марки 3413 з індукцією насичення 1,85 Тл. Дана залежність представлена кривою $k_s = f(I_1^*)$ у відносних одиницях. За базу прийнято точку номінального режиму, для якої номінальному струму у відносних одиницях $I_1^* = I_1/I_{1N} = 1$ відповідає коефіцієнт насичення $k_s = \mu/\mu_N = 1$, де $\mu_N = 5000$ – номінальне значення відносної магнітної проникності за напруженості магнітного поля 100 А/м і індукції в сталі 1,4 Тл. На рис. 10, б показано реалізацію блоку для урахування кінцевих ефектів (End Effect).

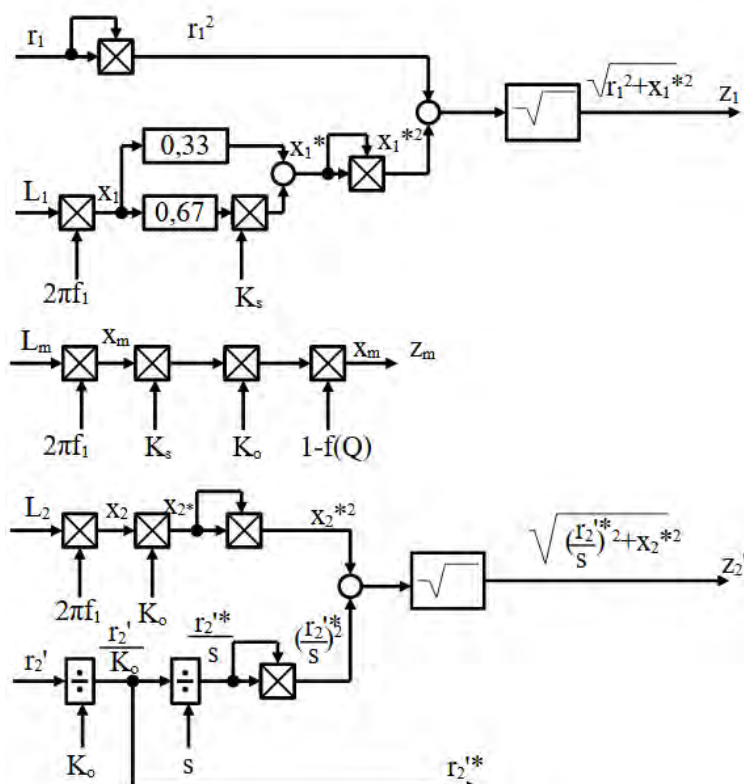
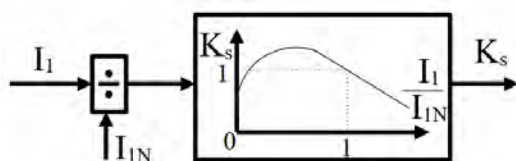
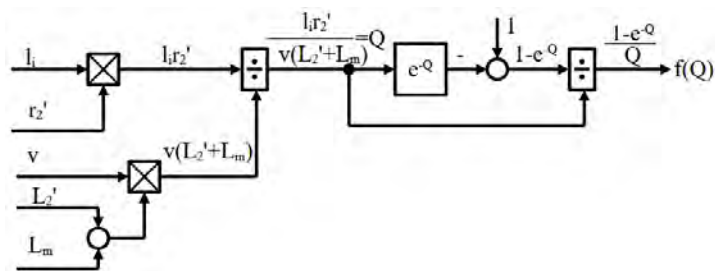


Рис. 9



a



b

Рис. 10

Моделювання динамічних режимів включало два етапи. На першому етапі досліджувався вплив кінцевих ефектів і насичення магнітопроводу на статичні та динамічні характеристики ЛАД. На другому етапі розглядався вплив неповного перекриття індуктора вторинним елементом з та без урахування вищезазначених факторів.

Параметри	Значення
Кількість фаз, m_1	3
Кількість пар полюсів, $2p$	8
Полюсний поділок, τ	292 мм
Довжина індуктора, l_i	2,3 м
Довжина вторинного елемента, l_s	4,5 м
Номинальний струм індуктора, I_{1N}	162 А
Номинальна частота, f_{1N}	35 Гц
Активний опір обмотки індуктора, r_1	0,2 Ом
Індуктивність обмотки індуктора, L_1	0.00434 Гн
Приведений активний опір вторинного елемента, r_2'	0.302 Ом
Індуктивність вторинного елемента, L_2'	0.00022 Гн
Індуктивність намагнічування, L_m	0.0307 Гн

Особливостями структурної схеми двигуна, побудованої на основі схеми заміщення, є те, що в ній закладена фактична механічна характеристика двигуна, однак електромагнітна інерція не враховується. У більшості випадків це припустиме, оскільки електромагнітні перехідні процеси у колах змінного струму закінчуються протягом одного-двох періодів напруги живлення. Тому можна вважати, що дана математична модель ЛАД на основі схеми заміщення з достатньою адекватністю може використовуватися для опису квазідинамічних процесів, тривалість яких на один-два порядки більша тривалості періоду напруги живлення.

Результати моделювання. В процесі моделювання досліджувалися статичні (механічні) характеристики ЛАД та графіки перехідних процесів в лінійному електроприводі, що дало можливість оцінити вплив уточнюючих факторів моделі на величину пускового та критичного моментів, а також жорсткість механічних характеристик.

Як прототип для проведення досліджень було використано дослідний зразок ЛАД з коротким рухомих індуктором, розроблений для тягового електроприводу вагону метрополітену [10]. Його параметри і характеристики наведено у таблиці.

Моделювання статичних і динамічних режимів ЛАД в умовах повного перекриття. На наведених нижче рис. 11 та рис. 12 графіки позначені кольором: жовтим – без крайових ефектів, без насичення; червоним – з крайовими ефектами, без насичення; синім – з крайовими ефектами та насиченням.

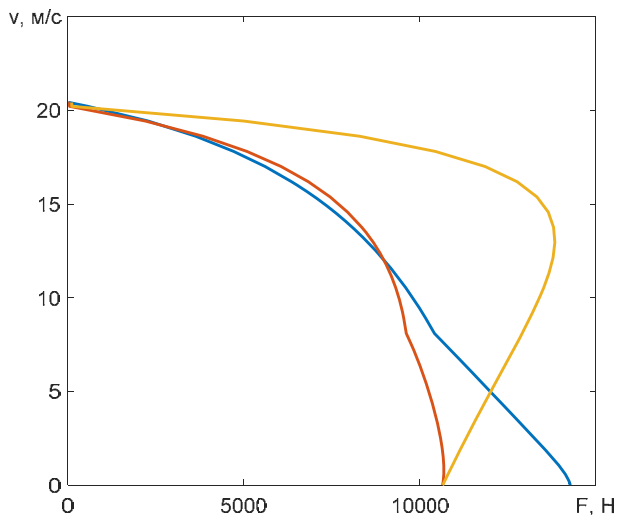


Рис. 11

Під час роботи на холостому ході різниця в характеристиках проявляється тільки в динаміці. При цьому наявність кінцевих ефектів і насичення має форсувальну дію за рахунок збільшення струмів індуктора. Після навантаження двигуна має місце статична похибка, величина якої визначається жорсткістю механічних характеристик. Насичення і кінцеві ефекти збільшують статичну похибку. Так з їх врахуванням статична похибка складає 3 м/с, а без врахування – 2 м/с. Крайові ефекти впливають на струми індуктора, вторинного елемента і намагнічення. З урахуванням крайових ефектів усталений струм під навантаженням складає 180 А, а без урахування – 140 А. Насичення також впливає на струм індуктора, але в межах 5 А в усталеному режимі. ККД ЛАД з урахуванням насичення, кінцевих ефектів і втрат у сталі в усталеному режимі знижується на 11%.

Величина ККД, яка інтегрально враховує всі параметри схеми заміщення, за результатами випробувань дослідного зразка ЛАД становить 0,68 [10], а розрахункове значення ККД, отримане шляхом моделювання з урахуванням кінцевих ефектів і насичення, також складає 0,68. Це дає підставу вважати, що результати моделювання відповідають фізичному експерименту.

Моделювання динамічних режимів ЛАД в умовах неповного перекриття індуктора. В деяких технічних рішеннях (наприклад, у транспортній системі Hyperloop) з метою виключення силового струмопідводу до рухомого транспортного засобу можливе використання довгого нерухомого секційованого індуктора, в якому активуються лише ті секції, які знаходяться в даний момент в роботі. В такому випадку окремі секції індуктора повинні розглядатися за тими ж принципами, що і ЛАД з короткими первинним і вторинним елементами.

Результати моделювання перехідних процесів в лінійному електроприводі під час проходження реактивною смугою, закріпленою на транспортному засобі, секцій індуктора з урахуванням явища неповного перекриття наведено на рис. 13. Відстань між секціями індуктора складала 3 м, довжина секції індуктора – 2,3 м, довжина реактивної смуги – 4,5 м.

На графіках показано процес послідовного проходження вторинним елементом чотирьох індукторів (рис. 4) під час руху з середньою усталеною швидкістю 20,2 м/с під навантаженням 1000 Н для випадків використання спрощеної та уточненої (з урахуванням крайових ефектів і насичення) моделей ЛАД, позначених відповідно червоним і синім кольором. Графіки швидкостей і зусиль показано у збільшеному масштабі. Різниця у швидкостях і зусиллях несуттєва, натомість різниця струмів індуктора з та без врахування крайових ефектів і насичення складає біля 100 А, що пояснюється збільшенням струму намагнічення внаслідок наявності ділянок неповного перекриття, а також дією кінцевих ефектів і насичення.

Механічні характеристики ЛАД для різних факторів уточнення моделі та їх сполучень показано на рис. 11.

Аналіз механічних характеристик свідчить про наступне:

- крайові ефекти перш за все впливають на величину критичного ковзання і жорсткість характеристик, але не впливають на величину пускового моменту. Так, у разі врахування крайових ефектів, критичний момент досягається за ковзання $s=1$;
- насичення магнітопроводу впливає як на величину пускового моменту, так і критичного ковзання.

Графіки перехідних процесів лінійного електроприводу за прямого пуску на холостому ході з наступним накиданням на 4 с номінального навантаження 4500 Н в умовах повного перекриття індуктора вторинним елементом показано на рис. 12.

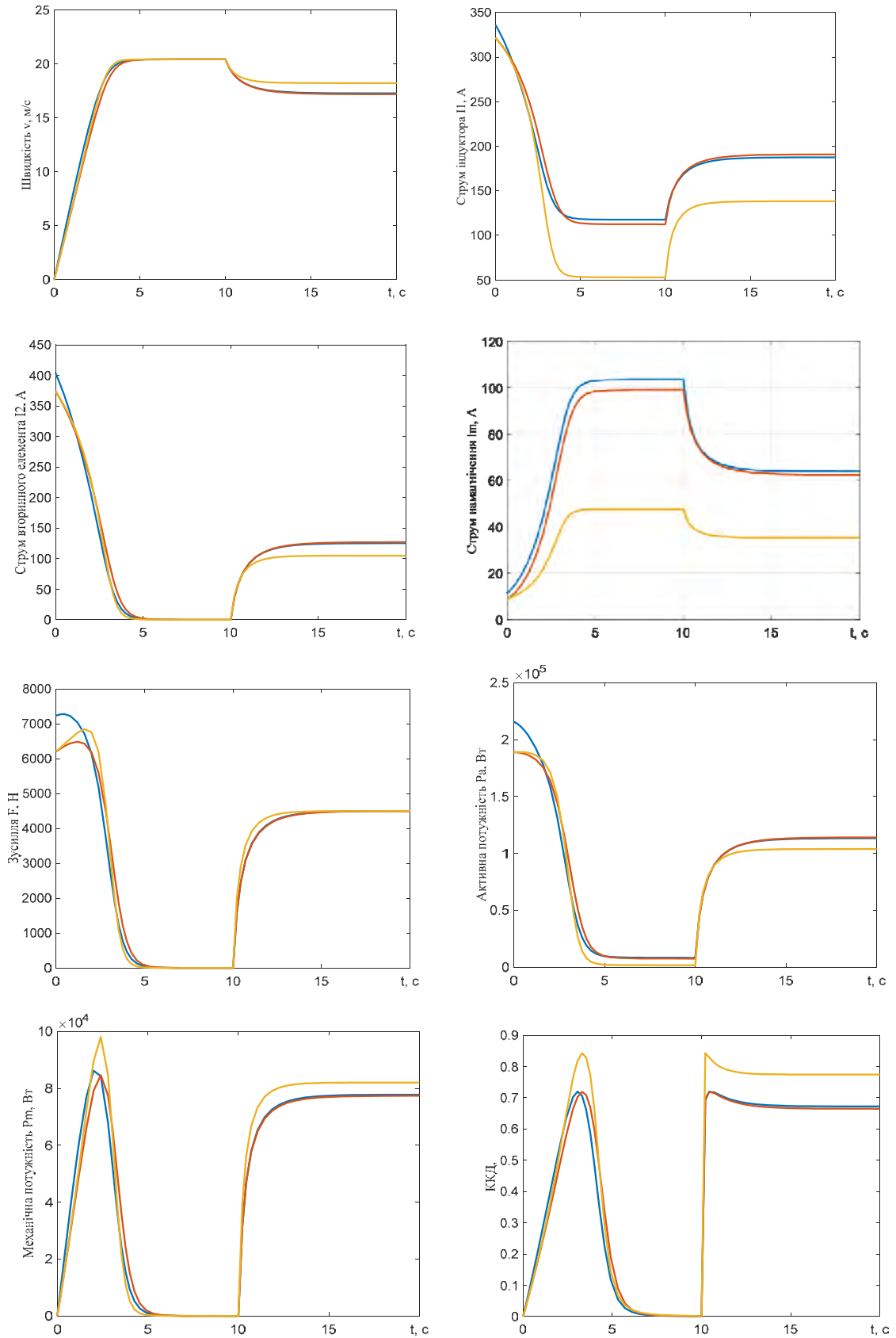


Рис. 12

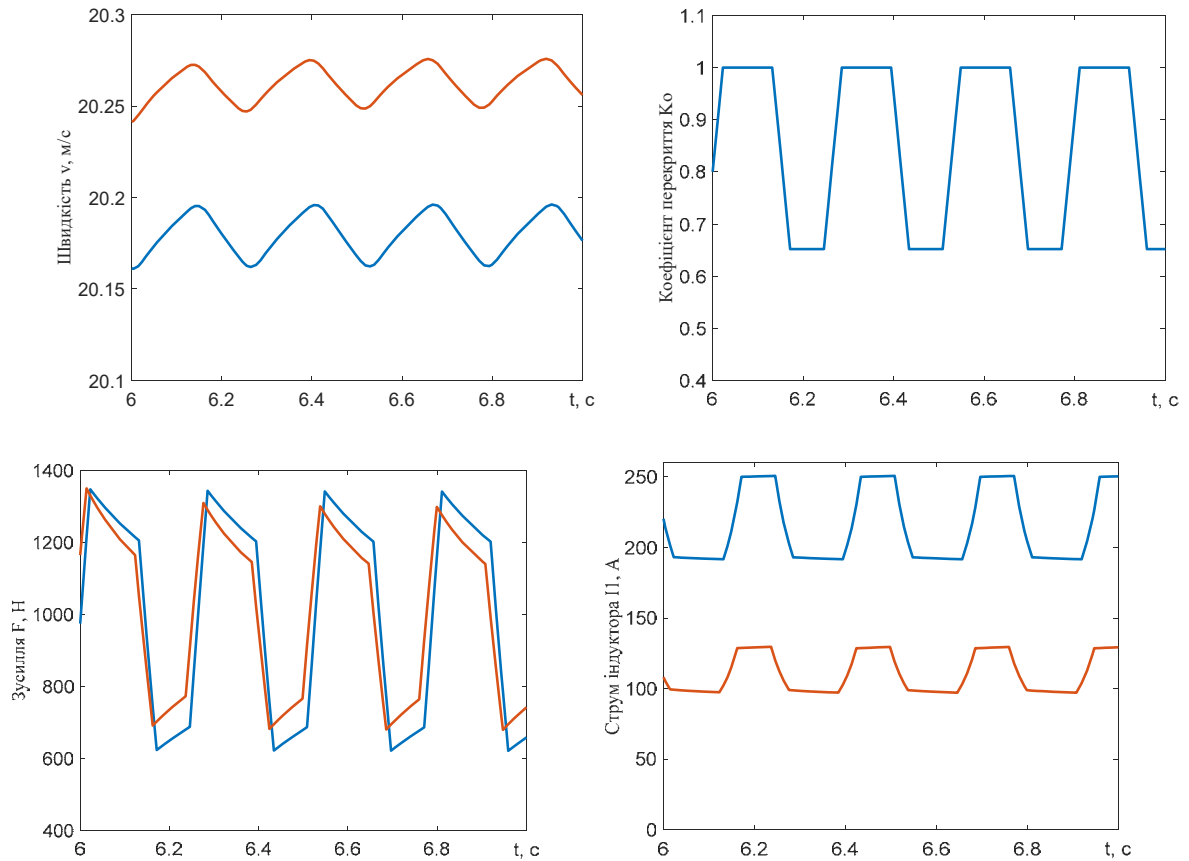


Рис. 13

Висновки.

1. Вдосконалено математичну модель лінійного асинхронного двигуна в напрямку врахування кінцевих ефектів, насичення магнітопроводу та неповного перекриття індуктора вторинним елементом та розроблено на її основі імітаційну модель електроприводу в пакеті Matlab.

Встановлено наступне:

- в усіх режимах роботи мають місце ділянки насичення магнітопроводу індуктора, в той час як зворотний магнітопровід, як правило, залишається ненасиченим;
- вплив кінцевих ефектів проявляється на завершальному етапі розгону і може не враховуватися під час роботи регульованого лінійного електроприводу на низьких швидкостях;
- насичення магнітної системи впливає на величину прискорення за рахунок збільшення перевантаження за струмом. В усталеному режимі наявність кінцевих ефектів і насичення призводить до додаткового збільшення струму індуктора.

2. Розроблена уточнена модель дає змогу оцінити вплив ефекту неповного перекриття у сполученні з іншими особливостями ЛАД. Під час дослідження та проектування систем лінійного електроприводу пріоритет врахування його особливостей має наступний вигляд: 1) ефект неповного перекриття; 2) насичення магнітопроводу; 3) крайові ефекти.

3. Адекватність розробленої математичної моделі підтверджується збігом отриманих результатів з розрахунками у граничних випадках, а також порівнянням з наявними результатами експериментальних досліджень обраного прототипу лінійного двигуна.

4. Запропонована методологія врахування режиму неповного перекриття індуктора дає змогу здійснювати проектування лінійних електроприводів з розривною шляховою структурою, яка складається з ряду окремих індукторів або відокремлених ділянок реактивної смуги (наприклад, ткацькі верстати, зони стрілочних переводів та секційовані індуктори транспортних засобів).

5. Результати досліджень свідчать про те, що задля дослідження ЛАД можливе використання узагальнених підходів, добре опрацьованих для класичних обертальних електричних машин, у сполученні з обов'язковими уточненнями, які враховують специфіку лінійних електричних машин.

Роботу виконано в рамках державної науково дослідної роботи “База-П9” («Розробити засоби та алгоритми керування напругою, струмом і частотою в гібридних системах живлення електротехнологічних установок при неповній визначеності параметрів навантаження»), державний реєстраційний номер 0122U001808.

1. Попович М.Г., Лозинський О.Ю. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи. К.: Либідь, 2005. 680 с.
2. Стяжкін В.П., Зайченко О.А., Гаврилюк С.І., Рижков О.М., Теряєв В.І., Красношарпа Н.Д. Комбіноване керування безредукторним дугостаторним електроприводом антени суднової радіолокаційної станції з нечітким регулятором швидкості. *Техн. електродинаміка*. 2023. № 3. С. 60-67. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.03.060>.
3. Selcuk A.H., Kurum H. Investigation of End Effects in Linear Induction Motors by Using the Finite-Element Method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2008. Vol. 44. No 5. Pp. 1791-1795. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2008.918277>.
4. Nabiev F.M. Mathematical modeling of two-phase linear induction motors taking into account the end effects. *Bulletin of the Mykhailo Ostrohradsky State Pedagogical University*. 2008. No 4. Part 1.
5. Duncan J. Linear induction motor-equivalent-circuit model. *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*. 1983. Vol. 130. No 1. Pp. 51-57. DOI: <https://doi.org/10.1049/ip-b.1983.0008>.
6. Amiri E. A Novel Equivalent Circuit Model of Linear Induction Motors Considering Static and Dynamic End Effects. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2014. Vol. 50. No 3. Pp. 120-128. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2013.2285222>.
7. Teriaiev V., Dovbyk A., Kornienko V., Pechenik M., Buryan S. Generalized mathematical model of a linear induction motor. IEEE 41st International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO 2022)*, Kyiv, Ukraine, 10-14 October 2022. Pp. 741-745. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO54667.2022.9927095>.
8. Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1978. 832 с.
9. Мазуренко Л.И., Стаценко А.В. Учет насыщения магнитной системы асинхронного двигателя и его влияние на процесс разгона. *Вісник КДПУ*. 2007. № 3. С. 56-71.
10. Gang Lv, Shaoqiang Yan, Dihui Zeng, Tong Zhou. An equivalent circuit of the single-sided linear induction motor considering the discontinuous secondary. *IET Electric Power Application*. 2019. Vol. 13. No 1. Pp. 31-37. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2018.5184>.
11. Zhang Y., Ma M., Ma W., Lu J., Xu J., Sun Z. Analysis of saturation characteristics of double-stator linear induction motors. *Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao/Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*. 2012. Vol. 32. Pp. 102-108.
12. Ooi B., White D. Traction and Normal Forces in the Linear Induction Motor. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*. 1970. Vol. 89. No 4. Pp. 638-645. DOI: <https://doi.org/10.1109/tpas.1970.292611>.

FEATURES OF MATHEMATICAL MODELING OF A LINEAR INDUCTION MOTOR WITH SHORT INDUCTOR AND SECONDARY

V.I. Teriaiev¹, A.Y. Dovbyk¹, O.A. Zaichenko²

¹National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Beresteyskyi Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

E-mail: kpivvit@gmail.com; anton.dovbyk@gmail.com.

²Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Beresteyskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: tems@ukr.net.

Based on the refined mathematical model of the linear induction motor, which considers the end effects, the saturation of the magnetic field and the incomplete overlap of the inductor by the secondary element, a simulation model of the electric drive was created in the Matlab package. A simulation of the linear electric drive operation was carried out, which takes into account the effect of the input-output of the secondary element from the magnetic field of the inductor. The obtained results of the studies confirm the efficiency of the developed model and its suitability for carrying out refined modeling and synthesis of the control laws of the linear electric drive. References 12, figures 13, table 1.

Key words: linear induction electric drive, modeling, end effects, saturation of the magnetic field, incomplete overlap of the inductor, research, statics, dynamics.

1. Popovich M.G., Lozinskii O.Yu. Electromechanical automatic control systems and electric drives. Kyiv: Lybid, 2005. 680 p.

2. Stiazhkin V.P., Zaichenko O.A., Gavryluk S.I., Ryzhkov O.M., Teriaiev V.I., Krasnoshapka N.D. Combined control of gearless arc-core ship radar antenna electric drive with fuzzy logic regulator. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2023. No 3. Pp. 60-67. DOI: <https://doi.org/10.15407/teched2023.03.060>.
3. Selcuk A.H., Kurum H. Investigation of End Effects in Linear Induction Motors by Using the Finite-Element Method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2008. Vol. 44. No 5. Pp. 1791-1795. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2008.918277>.
4. Nabiev F.M. Mathematical modeling of two-phase linear induction motors taking into account the end effects. *Bulletin of the Mykhailo Ostrohradsky State Pedagogical University*. 2008. No 4. Part 1.
5. Duncan J. Linear induction motor-equivalent-circuit model. *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*. 1983. Vol. 130. No 1. Pp. 51-57. DOI: <https://doi.org/10.1049/ip-b.1983.0008>.
6. Amiri E. A Novel Equivalent Circuit Model of Linear Induction Motors Considering Static and Dynamic End Effects. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2014. Vol. 50. No 3. Pp. 120-128. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2013.2285222>.
7. Teriaiev V., Dovbyk A., Kornienko V., Pechenik M., Buryan S. Generalized mathematical model of a linear induction motor. IEEE 41st International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO 2022)*, Kyiv, Ukraine, 10-14 October 2022. Pp. 741-745. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO54667.2022.9927095>.
8. Voldek A.I. *Electrical machines*. Leningrad: Energy, 1978. 832 p.
9. Mazurenko L.I., Statsenko A.V. Accounting of the saturation of the magnetic system of an induction motor and its influence on the acceleration process. *Visnyk Kremenchutskoho derzhavnoho politekhnichnoho universytetu*. 2007. No 3. Pp. 56-71.
10. Gang Lv, Shaoqiang Yan, Dihui Zeng, Tong Zhou. An equivalent circuit of the single-sided linear induction motor considering the discontinuous secondary. *IET Electric Power Application*. 2019. Vol. 13. No 1. Pp. 31-37. DOI: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2018.5184>.
11. Zhang Y., Ma M., Ma W., Lu J., Xu J., Sun Z. Analysis of saturation characteristics of double-stator linear induction motors. *Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao/Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*. 2012. Vol. 32. Pp. 102-108.
12. Ooi B., White D. Traction and Normal Forces in the Linear Induction Motor. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*. 1970. Vol. 89. No 4. Pp. 638-645. DOI: <https://doi.org/10.1109/tpas.1970.292611>.

Надійшла 18.09.2023
Остаточний варіант 06.11.2023

INFLUENCE OF CONTROL CURRENT WAVEFORM ON ROTOR NUTATION OF THREE-DEGREES-OF-FREEDOM ELECTRIC MACHINE

I.S. Petukhov*, K.P. Akinin**, V.G. Kireyev***, V.A. Lavrinenko

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

E-mail: igor_petu@ukr.net.

The design of the electric machine with three degrees of freedom of the rotor with an external magnetic core, containing permanent magnets, and an internal magnetic core is considered. The both magnetic cores are rotating. The stator windings (control winding and two-phase rotation winding) are located in the air gap between the magnetic cores. The windings are powered by alternating current of corresponding phase. The positive property of rotor gyro-stabilization in such structure is shown. At the same time, the negative fact consists in the nutation under the conditions of forced change in the orientation of rotation axis. There are no magnetic losses in the structure due to synchronous rotation of both external and internal magnetic cores. The immobility of the center of mass is assumed. There are no losses that give a non-conservative mechanical system. The mathematical model of the mechanic system and magnetic field is developed to compute the electromagnetic torques acting on the rotor. The expressions for electromagnetic torque components are obtained to use them in the Comsol Multiphysics interface. The effect of the sinusoidal and pulse currents in the control winding on the nutation swing is studied. The optimality of the control winding supplied by undisturbed sinusoidal current or the pulse current having square-wave length of about one-third of the period is revealed. References 15, figures 6, table 1.

Keywords: three-degree-of-freedom electric machine, gyro-stabilization, electromagnetic torque, control winding, precession, nutation.

Introduction. The electric machines/drives with three degrees of freedom (3-DOF) are used in the tracking and observation systems and are often located on moving and fixed objects. In such applications, there are strict requirements for image stabilization of an observation object. The stabilization problem is realized in different ways. Some of them are to use both the four-pole [1, 2, 3] and complex multi-pole magnetic system based on the stepping motor principle [4, 5, 6]. The structure with a liquid suspension of the rotor is known [7]. The other way is to use the switching reluctance principle [8]. All of the above-mentioned actuators have a complicated magnetic system and control unit which is complicated too.

The principle of gyro-stabilization is used in different cases. Then the movable structural element, in fact, the rotor, is rotated at high speed [9, 10]. Such machines have a spherical configuration of the active volume and include the internal compact gimbal suspension. They can be constructed with a simple two-pole magnetic system. The high-speed rotation of the rotor causes the nutation phenomenon, which is inherent largely to axial symmetric rotating objects. The nutation occurs when the rotor is affected by external forces and performs precession movement [11]. As a result, in these observation systems, the image sharpness of observed object is decreasing. The different damping devices are used to level the nutation. Additionally, the time dependence of rotor control torques has an influence on the nutation amplitude. Thus, for the tracking system [9], the control winding powered by sinusoidal current is used to control the gyro-stabilized 3-DOF rotor. This structure has the better energy, speed, mass and dimensional performances in comparison with the classic gyroscopic constructions with separate drives for each coordinate [9, 10]. However the sinusoidal current needs a more complicated inverter for power supply than the inverter with a square voltage pulse. The inverter and its control circuit are the important components that determine the complexity of the electromechanical system.

Accordingly the *aim of the article* is to study the effect of control current waveform on the nutation range of rotor.

Structure of machine active volume. The exterior rotor 3-DOF machine, having the outer rotor with permanent magnets and internal magnetic yoke that are both rotating synchronously, is studied. Some positive features of the structure are noted in [9]. In particular, as for such a structure there are no eddy currents and hysteresis losses due to the both yokes are rotated. In addition, the external rotor has a significant

© Petukhov I.S., Akinin K.P., Kireyev V.G., Lavrinenko V.A., 2023

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0003-1416-1174>; ** <https://orcid.org/0000-0002-7830-2311>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-9407-1074>

moment of inertia that positively influences on nutation swing and drift of the rotation axis caused by the losses of any nature. The half of the magnetic system of the machine and its cross-section are shown in Fig. 1. The system of windings consisting of two lumped rotational windings and control winding [9] is considered. It is necessary to note that the internal magnetic yoke shunts the magnetic field which can penetrate into the metallic gimbal suspension located in the center of rotation and causes the losses.

The structure of the machine is not symmetric relative to the plane normal to the axis of rotation. For the manufacture aim the windings shifted along the Z-axis and the values of angles α_1 and α_2 differ from each other (Fig. 1). The symmetric structure is chosen for study because it offers high performance and might be as a benchmark to compare with a real unit.

When the control winding is supplied by sinusoidal current with the frequency equal to the rotation speed, the pulsed electromagnetic moment arises and provides the tilt of the rotor in any of two mutually perpendicular angle coordinates [9]. The direction of the tilt is defined by current phase. The rotational windings are placed under control winding (Fig. 1) and shifted by 90° between each other.

Mathematical model. As mentioned above, the nutation is caused by the changing direction of the rotation axis due to precession. To focus on the studied phenomenon, all secondary factors that can depend on the specific design of the device or the conditions of its operation are neglected. For the above reason, the second idealization in the study consists in disregard for the influence of the windings of rotational motion. These windings produce the additional deflection torque when the angle of nutation differs from zero. Thus the process of free rotation is studied.

Another idealization is to neglect any forces that give a non-conservative system. These forces may result from friction in bearings, aerodynamic and magnetic losses and damping devices. As mentioned above, the elimination of the magnetic losses is realized owing to all rotating magnetic cores.

Finally, the motion of the rotor in an inertial coordinate system is considered. The following assumptions are made to formulate the mathematical model.

1. The center of mass of the 3-DOF rotor is stationary.
2. There is no influence of rotation windings.
3. Only electromagnetic control torques act on the rotor, and any other torques are not taken into account.

4. The entire rotor structure is assumed to be a rigid body (no damping units).

In the case of rotational motion of the body relative to a fixed point, the axes of the coordinate system lying in the planes of symmetry are the basic axes of inertia. Then Euler dynamic equations have the form [12]:

$$\begin{cases} I_{xx} \dot{\omega}_x - (I_{yy} - I_{zz}) \omega_y \omega_z = M_x; \\ I_{yy} \dot{\omega}_y - (I_{zz} - I_{xx}) \omega_z \omega_x = M_y; \\ I_{zz} \dot{\omega}_z - (I_{xx} - I_{yy}) \omega_x \omega_y = M_z; \end{cases} \quad (1)$$

where I_{xx} , I_{yy} and I_{zz} are the moments of inertia relative to corresponding axes; ω_x , ω_y , ω_z are the angular velocities relatively mentioned axes, the point above the variables means the total derivative with respect to time; M_x , M_y and M_z are the external torques.

The solution of equations (1) is implemented in the Multibody Dynamics interface of Comsol Multiphysics [13]. This interface takes into account all the features of gyroscopic effect; the input data describes the geometry of the body, the properties of materials and the electromagnetic torques that are present on the

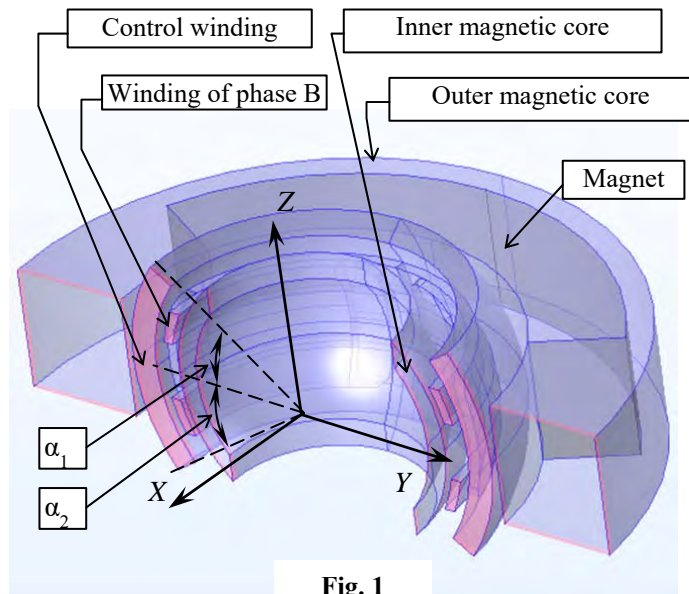


Fig. 1

right-hand side of equations (1). Due to neglecting the eddy currents and magnetic hysteresis, the magnetic field is assumed to be magnetostatic. Then the electromagnetic torques as well as their dependence on orientation angles can be computed previously in the Magnetic Fields interface of Comsol Multiphysics [13], but not calculated in the integration process of movement equations (1).

The magnetostatic field of magnetic system with nonlinear ferromagnetic materials and residual magnetization is described by the system of equations for the vector magnetic potential variable \mathbf{A} in three-dimensional model:

$$\begin{cases} \nabla \times \left(f(\|\mathbf{B}\|) \frac{\mathbf{B}}{\|\mathbf{B}\|} - H_c \frac{\mathbf{e}}{\|\mathbf{e}\|} \right) = \mathbf{J}_{wc}; \\ \mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}; \end{cases} \quad (2)$$

where ∇ is the Hamilton's operator; $f(\|\mathbf{B}\|)$ is the dependence of magnetic field on magnetic flux density; \mathbf{B} is the magnetic flux density vector; H_c is the coercive force of the magnet; \mathbf{e} is the unit vector; \mathbf{J}_{wc} is the external current density in control winding domain. The coercive force is zero within the domains of the soft iron and air. To take into account magnetic field propagation outside the external magnetic core, the magnetic domains in the Comsol model are surrounded by an air domain within the 4-time external radius R_a of the core. The layer with $0,5R_a$ thickness is placed under the external surface of this sphere and filled with infinite elements [13].

The computation of the electromagnetic moment components included in equations (1) in Magnetic Fields interface is performed by integration of the components of corresponding electromagnetic forces. For this slotless structure of the 3-DOF electric machine the Lorentz formula [13] is used to calculate the components of electromagnetic force

$$\mathbf{F} = \mathbf{J} \times \mathbf{B}, \quad (3)$$

where \mathbf{J} is the current density vector. In turn, the components of electromagnetic torque M_x, M_y in the stator frame (x, y, z) can be determined by integration of the spatial components of electromagnetic force over the domain V_C of the control winding according to the expressions:

$$\begin{cases} M_x = \int_{V_C} (F_x \cdot z - F_z \cdot x) dV, \\ M_y = \int_{V_C} (-F_y \cdot z + F_z \cdot y) dV \end{cases}, \quad (4)$$

where F_x, F_y and F_z are the corresponding components of Lorentz force (3).

Electromagnetic torques for precession control. In the theory of electrical machines, the representation of the magnetic field in the air gap by harmonic series is traditional. In this case, each harmonic of any variable including magnetic flux density, magnetic flux linkage, MMF can be considered as a spatial vector. As shown in [9] the field distribution in the air gap of the structure under consideration is quite close to sinusoidal. Then we can restrict ourselves to only first (fundamental) harmonic for vector representation of the flux linkage and MMF of control winding. Note that the MMF vector of control winding is the current multiplied by the number of turns of this winding.

As the nutation is the vibration of rotation axis during the process of forced precession, the Rezal [12] (Tait-Bryan [14]) angles in order $(y-x-z)$ are acceptable to illustrate the nutation process. The sequence of rotation from stator coordinate system (x, y, z) to rotor coordinate system (D, Q, Z) in the proposed order is shown in Fig. 2.

The expression for electromagnetic torque due to the interaction of the control winding current i_c and the flux linkage vector of the magnetized rotor $\Psi_D = (\Psi_x, \Psi_y, \Psi_z)$ in stator coordinates (x, y, z) is the vector product:

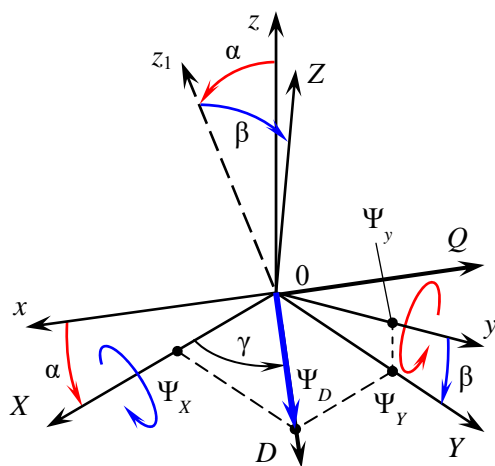


Fig. 2

$$\mathbf{M} = -\det \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \Psi_x & \Psi_y & \Psi_z \\ 0 & 0 & i_c \end{bmatrix}, \quad (5)$$

where $\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$ are the unit vectors of the Cartesian coordinate system of stator.

Then the expressions for torque components in the stator frame are as follows:

$$\begin{bmatrix} M_x \\ M_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\Psi_y \\ \Psi_x \end{bmatrix} i_c. \quad (6)$$

The magnetic-flux linkage components of the excitation system in the initial frame of the rotor (X, Y, Z) are the sinusoidal functions of rotating angle γ :

$$\begin{bmatrix} \Psi_x \\ \Psi_y \end{bmatrix} = \Psi_D \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \end{bmatrix}. \quad (7)$$

The multiplication of expression (7) on the left of inverse rotation matrix sequentially by angle $(-\beta)$ and angle $(-\alpha)$:

$$\begin{bmatrix} \Psi_x \\ \Psi_y \\ \Psi_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha & 0 & -\sin \alpha \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \alpha & 0 & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \cos \beta \\ 0 & -\sin \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_x \\ \Psi_y \end{bmatrix} \quad (8)$$

gives the expressions for magnetic-flux linkage components in the stator frame according to expressions (7) and (8):

$$\begin{bmatrix} \Psi_x \\ \Psi_y \\ \Psi_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \alpha \cos \gamma + \sin \alpha \sin \beta \sin \gamma \\ \cos \beta \sin \gamma \\ -\sin \alpha \cos \gamma - \cos \alpha \sin \beta \sin \gamma \end{bmatrix} \Psi_D. \quad (9)$$

The component Ψ_y can be shown in Fig. 2 as it has a simple expression (see (9)). According to (6), the expressions for electromagnetic torque are:

$$\begin{cases} M_x = -(\cos \beta \sin \gamma) \Psi_D i_c \\ M_y = (\cos \alpha \cos \gamma + \sin \alpha \sin \beta \sin \gamma) \Psi_D i_c \end{cases}. \quad (10)$$

The resulting expressions (10) give the complete dependences of electromagnetic moment components on the inclination angles and rotation angle of the rotor. These expressions contain the instantaneous value of the control current i_c and the harmonic dependence of the magnetic flux linkage of the control winding on the Rezal angles. The harmonic expressions are quite acceptable for approximation relative to this task [9, 15]. The results of three-dimensional field simulation are used to find the amplitude Ψ_D for minimization of approximation error in expression (10). That is, the mentioned amplitude Ψ_D is estimated through the moments determined by integral relations (4) under the condition of the maximum value of these moments and fixed current i_c [15]. The expressions (10) form the input data for the moment (in fact, torque) components in the Multibody Dynamics interface of Comsol Multiphysics to simulate the equations (1).

Results and discussion. The results of preliminary tests show that the typical form of locus (Fig. 3) of the rotational axis location at angle coordinates (α, β) is characterized by the beat oscillations with the same in value amplitudes along both coordinates. Therefore the only time dependence of the oscillation angle β (or α) can be considered to define the nutation characteristic. The sample in Fig. 3 corresponds to the case when the external torque acts about axis x . Consequently, the precession takes place around axis y .

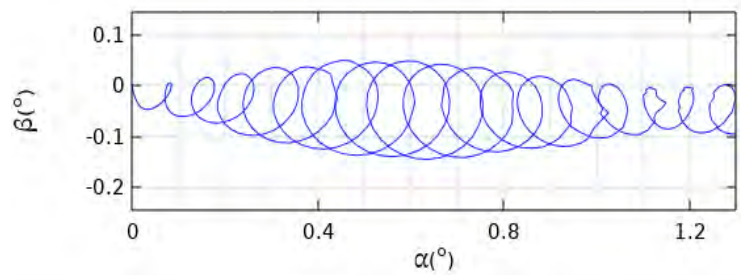


Fig. 3

Initially, the study is focused on analyzing the disturbance caused by the sinusoidal waveform of control current. The disturbance is realized by **sin** function according to the formula:

$$i_c(t) = kI_{eff} I_C \sin^m(\Omega t + \psi), \quad (11)$$

where t is the time; kI_{eff} is the scaling coefficient; I_C is the control current amplitude; Ω is the angular frequency of the current; ψ is the initial phase.

It is important to note that the angular frequency Ω is equal to the rotation angular frequency of the

Parameter	Value
Total air gap between magnetic cores (4.5 mm)	0.104*
Thickness of windings layer (3.5 mm)	0.081*
Height of the yoke of internal core (1.5 mm)	0.035*
Height of the yoke of external core (2 mm)	0.045*
Length of magnet along magnetization axis (7 mm)	0.162*
Angular size of magnet (X, Y plane, Fig. 1)	120°
Angular size of control winding (X, Z plane)	70°
Angular span of rotation winding (X, Y plane)	154°
Angular width of the active part of rotation winding section	13°
Ratio of control winding thickness to rotation winding thickness	8/3
Space factor of copper windings	0,34
Material of permanent magnet	KC37A
Current density of control winding, A/mm ²	10
Angular frequency of rotational rotor speed, rpm	6000
Resistance of control winding (per turn), Ohm	0.0021
Inductance of control winding (per turn), H	6.2·10 ⁻⁸

rotor because the structure of the 3-DOF machine under consideration has always two poles. The geometric and regime data of the model are presented in Table (the asterisks indicate the dimensions relative to the pole pitch).

The plots in Fig. 4 show the dependence of the fluctuations of β angle on time with different values of exponent m in expression (11). The constant torque that has the corresponding amplitude is studied along with to the torque caused by alternating current. It is should be noted that this moment cannot be achieved with any current waveform and is used only for theoretical investigation.

All considered processes have the start point $(\alpha, \beta) = (0, 0)$, but the plots are shifted at different distances along the y -axis for visualization. The coefficient kI_{eff} is taken into account in expression (11) to provide the constant RMS of control current in all variants. The forced precession angle α is set to be 0 by assigning the initial zero current phase ψ in (11). The computational results show that the minimal nutation swing is observed in the case of constant torque of about 0.025°. The torque produced by sinusoidal current

has two times greater swing (about 0.05°). Any disturbance of sinusoidal form leads to a substantial increase in nutation swing.

The power supply of control winding by inverter with square output voltage is described below. Fig. 5 shows the control winding currents for different values of square pulse angular length D of output inverter voltage.

The current is calculated taking into account the time constant τ_C of the control winding circuit:

$$\tau_C = L_C / r_C, \quad (12)$$

where L_C and r_C are the inductance and resistance of the circuit, respectively (see Table).

Note that the inductance of the winding is computed in the Magnetic Fields interface ignoring magnetization of the magnets.

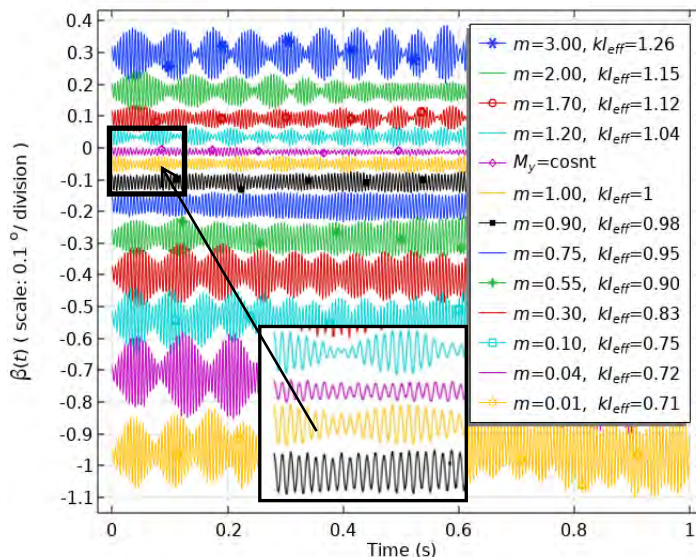


Fig. 4

Time dependencies of the angle β corresponding to pulse waveforms in Fig. 5 are presented in Fig. 6 (the graphs are shifted as mentioned above). In this case, the minimum nutation swing corresponds to the pulse angular length of 120 electrical degrees. The value of the swing is equal to approximately 0.05° at ideal sinusoidal current (Fig. 4). But in the case of pulse power supply, there is the deviation of average trajectory of rotation axis from x -axis; it can be seen in Fig. 6 already at time of 0.05 s. The reason for this deviation consists in the asymmetric current pulse caused by transient processes at their rise and drop (Fig. 5). The minimal nutation swing may be due to a particular current spectrum. The uniqueness of the pulse angular length equal to 120 electrical degrees consists in the lack of the third harmonic in the spectrum. Rather, the third harmonic content in this pulse waveform (Fig. 5) is more 20 times less than in the pulses with length of 90 and 150 electrical degrees.

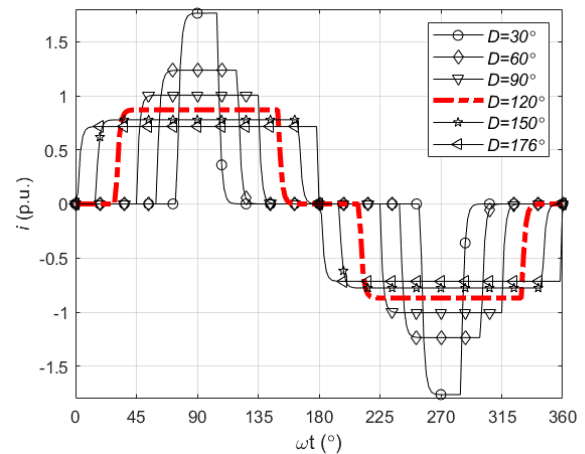


Fig. 5

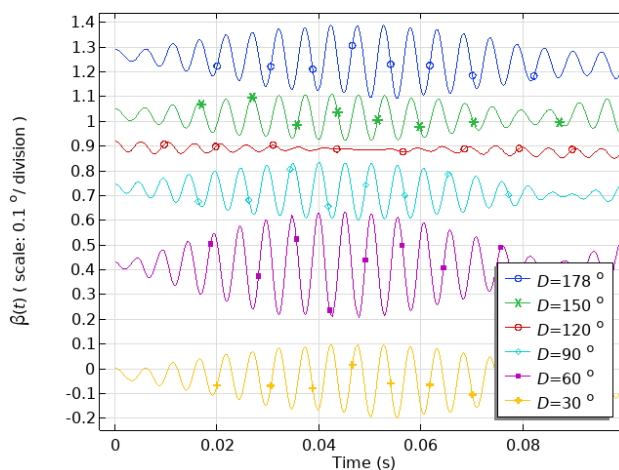


Fig. 6

cores are rotating synchronously. The influence of the windings producing the rotational torque is also neglected. The basic results of the study are as follows.

1. The modeling of nutation swing during the forced precession caused by sinusoidal control current and disturbed sinusoidal one shows that the only precise sinusoidal current waveform gives the minimal nutation swing.
2. The power supply of the control winding by a pulse-wave inverter provides the minimum nutation swing when the angular pulse length is about 120 electrical degrees.
3. Taking into account the geometric data, materials and current density in the control winding, the resulting nutation swing is equal to approximately:
 - 0.05° at sinusoidal control current;
 - 0.025° at ideal constant maximum torque;
 - 0.05° at pulse current with angular pulse length of 120 electric degrees, with the same effective value as for sinusoidal current.

The work was supported by state project "To develop scientific foundations and principles for constructing controlled n -degree-of-freedom magneto-electric systems with extreme characteristics" ("Extremum"), KPKVK 6541030.

1. Wang J., Wang W., Jewel G.W., Howe D. A novel spherical permanent magnet Actuator with Three degrees-of-freedom. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1998. Vol. 34. No 4. Pp. 2078-2080.
2. Heya A., Hirata K., Ezaki S., Ota T. Dynamic Analysis of a New Three-Degree-of-Freedom Actuator for Image Stabilization. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2017. Vol. 53. Issue 6. Pp. 1563-1567. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2017.2664144>.
3. Heya A., Hirata K. Experimental Verification of Three-Degree-of-Freedom Electromagnetic Actuator for Image Stabilization. *Sensors*. 2020. Vol. 20. Issue 9. 2485. DOI: <https://doi.org/10.3390/s20092485>.
4. Wen Y., Li G., Wang Q., Guo X., Cao W. Modeling and Analysis of Permanent Magnet Spherical Motors by a Multitask Gaussian Process Method and Finite Element Method for Output Torque. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2021. Vol. 68. Issue 9. Pp. 8540-8549. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3018078>.
5. Wen Y., Li G., Wang Q., Tang R., Liu Y., Li H. Investigation on the Measurement Method for Output Torque of a Spherical Motor. *Appl. Science*. 2020. Vol. 10. Issue 7. 2510. DOI: <https://doi.org/10.3390/app10072510>.
6. Lee H.J., Park H.J., Ryu G.H., Oh S.Y., Lee J. Performance Improvement of Operating Three-Degree-of-Freedom Spherical Permanent-Magnet Motor. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2012. Vol. 48. No 11. Pp. 4654-4657. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2012.2200470>.
7. Li Z., Chen Q., Wang Q. Analysis of Multi-Physics Coupling Field of Multi-Degree-of-Freedom Permanent Magnet Spherical Motor. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2019. Vol. 55. No 6. Pp. 1-5. Art no 8201505. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2899259>.
8. Wenqiang Tao, Guoli Li, Lufeng Ju, Rui Zhou, Cungang Hu. Design and Analysis of a Novel Spherical Motor Based on the Principle of Reluctance. *IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, Shenzhen, China, 07-04 November 2018. Pp. 7-13. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590483>.
9. Antonov A.E. Electrical machines of magneto-electrical type. Kyiv: Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, 2011. 216 p. (Rus)
10. Milyakh A.N., Barabanov V.A., Dvoynikh V.V. Three-degrees-of-freedom electric machines. *Trekhstepennyye elektricheskie mashiny*. Kyiv: Naukova dumka, 1979. 308 p. (Rus)
11. Magnus K. Theorie und Anwendungen. Berlin: Springer, 1971. 493 p.
12. Petrishchev V.F. Elements of the gyroscope theory and its application for spacecraft control. Samara: Samarskii gosudarstvennyi aerokosmicheskii universitet, 2004. 68 p. (Rus)
13. Comsol multiphysics modeling and simulation software. URL: <https://www.comsol.ru/documentation> (accessed date 28.07.2023).
14. Shuster M.D. A survey of attitude representations. *Journal of the Astronautical Sciences*. 1993. Vol. 41. No 4. Pp. 439-517.
15. Petukhov I.S. Electromagnetic moments of controlling the precession movement of a three-degree-of-freedom electric machine *Tekhnichna elektrodynamika*. 2023. No 4. Pp. 52-61. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.04.052> (Ukr)

УДК 621.313.84 : 531.383

ВПЛИВ ФОРМИ СТРУМУ УПРАВЛІННЯ НА НУТАЦІЮ ТРИСТУПЕНЕВОЇ ЕЛЕКТРИЧНОЇ МАШИНИ З ЗОВНІШНІМ РОТОРОМ

І.С. Петухов, докт. техн. наук, **К.П. Акинін**, докт. техн. наук, **В.Г. Кіреєв**, канд. техн. наук, **В.А. Лавриненко**
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: igor_petu@ukr.net.

Розглянуто конструкцію електричної машини з трьома ступенями свободи ротора із зовнішнім магнітопроводом, що містить постійні магніти, і внутрішнім магнітопроводом. Обидва магнітопроводи є такими, що обертаються. У повітряному проміжку між магнітопроводами розташовано обмотки статора, а саме: обмотка керування та двофазна обмотка обертального руху. Кожна з обмоток живиться змінним струмом відповідної фази. Відзначено позитивну властивість гіростабілізації ротора такої конструкції та негативне явище нутації в умовах вимушеної зміни орієнтації осі обертання. Магнітні втрати в системі відсутні завдяки синхронному обертанню зовнішнього та внутрішнього магнітопроводів. Зроблено припущення про нерухомість центру мас і відсутність будь-яких втрат, які роблять механічну систему неконсервативною. Сформульовано математичну модель механічної системи та модель магнітного поля для розрахунку електромагнітних моментів, що діють на ротор. Отримано вирази для складових електромагнітного моменту для використання в інтерфейсі "Comsol Multiphysics". Вивчено вплив синусоїдального та імпульсного струмів обмотки

управління на розмах нутації. Зроблено висновок про оптимальність живлення обмотки керування неспотвореним синусоїдальним струмом або імпульсним струмом з тривалістю прямокутних імпульсів близько однієї третини періоду. Бібл. 15, рис. 6., табл. 1.

Ключові слова: триступенева електрична машина, гіростабілізація, електромагнітний момент, обмотка управління, прецесія, нутація.

1. Wang J., Wang W., Jewel G.W., Howe D. A novel spherical permanent magnet Actuator with Three degrees-of-freedom. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1998. Vol. 34. No 4. Pp. 2078-2080.
2. Heya A., Hirata K., Ezaki S., Ota T. Dynamic Analysis of a New Three-Degree-of-Freedom Actuator for Image Stabilization. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2017. Vol. 53. Issue 6. Pp. 1563-1567. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2017.2664144>.
3. Heya A., Hirata K. Experimental Verification of Three-Degree-of-Freedom Electromagnetic Actuator for Image Stabilization. *Sensors*. 2020. Vol. 20. Issue 9. 2485. DOI: <https://doi.org/10.3390/s20092485>.
4. Wen Y., Li G., Wang Q., Guo X., Cao W. Modeling and Analysis of Permanent Magnet Spherical Motors by a Multitask Gaussian Process Method and Finite Element Method for Output Torque. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2021. Vol. 68. Issue 9. Pp. 8540-8549. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3018078>.
5. Wen Y., Li G., Wang Q., Tang R., Liu Y., Li H. Investigation on the Measurement Method for Output Torque of a Spherical Motor. *Appl. Science*. 2020. Vol. 10. Issue 7. 2510. DOI: <https://doi.org/10.3390/app10072510>.
6. Lee H.J., Park H.J., Ryu G.H., Oh S.Y., Lee J. Performance Improvement of Operating Three-Degree-of-Freedom Spherical Permanent-Magnet Motor. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2012. Vol. 48. No 11. Pp. 4654-4657. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2012.2200470>.
7. Li Z., Chen Q., Wang Q. Analysis of Multi-Physics Coupling Field of Multi-Degree-of-Freedom Permanent Magnet Spherical Motor. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2019. Vol. 55. No 6. Pp. 1-5. Art no 8201505. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2899259>.
8. Wenqiang Tao, Guoli Li, Lufeng Ju, Rui Zhou, Cungang Hu. Design and Analysis of a Novel Spherical Motor Based on the Principle of Reluctance. *IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, Shenzhen, China, 07-04 November 2018. Pp. 7-13. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEAC.2018.8590483>.
9. Антонов А.Е. Электрические машины магнитоэлектрического типа. Киев: Институт электродинамики НАН Украины, 2011. 216 с.
10. Милых А.Н., Барабанов В.А., Двойных В.В. Трехстепенные электрические машины. Киев: Наукова думка, 1979. 308 с.
11. Magnus K. *Theorie und Anwendungen*. Berlin: Springer, 1971. 493 p.
12. Петрищев В.Ф. Элементы теории гироскопа и его применение для управления космическими аппаратами. Самара: Самарский гос. аэрокосм. ун-т., 2004. 68 с.
13. Comsol multiphysics modeling and simulation software. URL: <https://www.comsol.ru/documentation> (дата доступу 28.07.2023).
14. Shuster M.D. A survey of attitude representations. *Journal of the Astronautical Sciences*. 1993. Vol. 41. No 4. Pp. 439-517.
15. Петухов І.С. Електромагнітні моменти управління прецесійним рухом триступеневої електричної машини. *Технічна електродинаміка*. 2023. № 4. С. 52-61. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.04.052>.

Надійшла 14.08.2023
Остаточний варіант 09.10.2023

EFFICIENCY OF ELECTROMECHANICAL CONVERSION SYSTEMS OF WIND TURBINES WITH AERODYNAMIC MULTIPLICATION

P.D. Andrienko, D.G. Alekseevskiy, O.V. Blyzniakov, O.V. Nemykina, I.Yu. Nemudriy
Zaporizhzhia Polytechnic National University,
64, Zhukovsky Str., Zaporizhzhia, Ukraine, 69063.
E-mail: andrpd@ukr.net; lasian2017@ukr.net; blizn1953@gmail.com; olganemikina@ukr.net;
igor_nemudriy@ukr.net

In this article, we have considered the state of development of high-power horizontal wind turbines. The most common wind turbines for operation with variable wind flow speed usually include a frequency converter to ensure the compatibility of generator with network. It leads to decrease in the efficiency of wind energy conversion system, while the use of direct connection of the generator to the axis of wind wheel leads to a significant increase in the weight and cost of the generator. The wind turbine with aerodynamic multiplication is an alternative to such systems. Its prototype with 750 kW power is manufactured and studied in Ukraine. This wind energy conversion system with the synchronous or induction generators offers the property to generate energy under optimal condition with invariable rotational speed of generator rotor within the wide range of variable speed of wind flow. In this case, it is not necessary to apply the frequency converter that contributes to increasing the efficiency and reducing the cost of wind turbine. As shown, the relative performances of mass, cost and efficiency of generators in proposed system comparatively to conventional one depend on the multiplication factor (i.e. ratio of the rotational speeds of wind turbine and generator). When the power of wind turbines is from 750 to 2500 kW, the multiplication factor is within the limits of 10.72 to 4.75. The theoretical and experimental study shows that the wind turbines with aerodynamic multiplication can be competitive as compared to conventional horizontal wind turbines. This article is aimed to comparative analysis of the quantitative and qualitative characteristics of the equipment used in high-power horizontal wind turbines with direct connection of generators to the axis of wind turbine and in wind turbines with aerodynamic multiplication. References 27, tables 1, figures 6.

Key words: wind turbine, wind energy conversion system, generator, wind wheel, aerodynamic multiplication, frequency converter.

Introduction. The crisis arisen in recent years in the power energy section shows that some countries having lack of energy resources are vulnerable in a sense of misbalanced logistics of power supply. This situation along with environmental problems intensifies the need to develop generation from renewable energy sources such as wind, solar etc.

It should be noted that wind energy possesses the highest potential and is universal. In 2019 the amount of the electricity generated in the world by wind turbines is 52% of total power generation by operated renewable energy sources [1]. Up to date a number of leading foreign countries (Denmark, Germany, USA, China etc.) produce commercially 500÷4500 kW wind turbines. The unique wind turbine with capacity up to 10 MW was put into operation in 2015 [1]. At present the projects with increased power (up to 20 MW) are developed [2, 3].

The competitive firms in the field of wind turbines create the variety of technical solutions. As noted in [1], about 15% of known technical solutions have the industrial realization. The search for rational solutions for increasing the efficiency of wind turbines and above all, for reducing the price-efficiency ratio carries on.

The state of development of wind turbines. There is a variety of technical solutions to realize wind energy conversion system (WECS) in wind turbines. From the standpoint of design type, there are two main types of wind turbines: with horizontal axis of rotation and vertical one. The horizontal axis wind turbines are currently the most extensively used turbines to generate electricity on industrial scale [1–8].

The structure, constructive and schematic features of the wind turbine conversion system depend on its power, designedly permissible wind speed and height of wind wheel arrangement as well as distance of the connection point to power system or consumer. In turn, the wind turbine power depends on the size of the

© Andrienko P.D., Alekseevskiy D.G., Blyzniakov O.V., Nemykina O.V., Nemudriy I.Yu., 2023
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-9755-9366>; ** <https://orcid.org/0000-0002-5787-6092>;
*** <https://orcid.org/0009-0004-0927-3846>; **** <https://orcid.org/0000-0003-0653-5615>

blades (i.e. wind wheel diameter), structurally permissible wind speed and mast height, which determine the area, uniformity and kinetic energy of wind flow. The maximal power of wind turbine is determined at wind speed about 12 m/s. If the specified speed of wind flow exceeds 12 m/s, the useful power is stabilized by turning the wind turbine blades. When the wind flow speed is less than 12 m/s, the angle of wind turbine arrangement remains invariable, and the useful power varies cubed proportionality to the wind flow speed.

Depending on the purpose and power, the wind turbines can operate with invariable and variable rotor speed (effective use of wind flow kinetic energy).

Depending on the connection of wind turbine axis to electric generators, there are direct (stiff) connection and connection via a step-up gearbox (multiplier). The stage number of the gearbox depends on the variation range of rotational speed of the wind turbine and generator. The presence of gearbox enables to reduce the mass of generator by increasing the rotational speed; however, it leads to increase of the total mass, operating costs for maintenance and to decrease in the efficiency of WECS. According to [8], the three-stage gearbox for 1000 kW wind turbine has efficiency of 0.95, which significantly reduces the effectiveness of WECS.

As generators, the squirrel-cage or wound rotor induction generators as well as synch generators with permanent magnets and/or excitation windings are usually used in WECS. Particularly in high-power wind turbines (600–4500 kW), developed by Enercon GmbH, the gearbox-less WECS is used with low-speed generators of 38/22/12 rpm rotor speed for operation under variable wind flow [9]. It should be noted here that the use of slow-speed generators has significant disadvantages. First of all it is the large weight of the generator, which complicates the mounting works especially for high-power wind turbines. Secondly, it is the need to use frequency converters at full power of wind turbines. This leads to a significant increase in the cost of wind turbines.

The power IGBT modules rated 1700 V or more volts and current up to 2000 A are the main component base of frequency converters. The operating voltage for generators up to 2500 kW is 660 V, which allows the use of 1700 V IGBT modules in large scale. For increased power wind turbines, including offshore ones, the voltage increases to 3 kV using special converter circuits in order to reduce losses [7, 10].

Ukraine has all the necessary features for the development of wind energy. Its substantiated potential is at least 16 GW [7, 11]. The development of wind energy is realized by the state program for the construction of wind-power station. As of 2002, the total capacity of wind farms (WF) in Ukraine constitutes 44 MW. These are mainly low-power (100 kW) wind farms constructed according to the documentation of Kenetech Windpower (USA). The Yuzhnoye Design Office (Dnipro, Ukraine) created 200–250 kW domestic plant ABE-250C; on its basis, the pilot Vostochno-Krymskaya WF and Adzhigolskaya WF (Nikolaev region, Ukraine) were built. The feature of these wind turbines consists in the presence of synch generator supplying an industrial network [9].

As of 2019, the 8 powerful wind farms operate in Ukraine; their total capacity comprises 1 GW. 200 MW Prymorska WF and 110 MW Sivash WF are the most powerful wind farms.

Almost a third of the commissioned capacities are in the Zaporozhye region, where 200 MW Botiivska Wind Farm (one of the largest station in Ukraine) is located. The domestic company DTEK Wind Power LLC carried out its implementation and announced a broad program for the construction of a number of wind farms with 14 GW total capacity. The first stage of 90 MW Botiivska WF from 200 MW planned was put into operation in 2012, the second stage was in 2014. The wind farm contains V112-30 type turbines with gearbox and generator with 3 MW single-unit power produced by the Vestas Central Europe.

The search for ways to improve the efficiency of wind turbines led to the idea to create a wind turbine with so-called aerodynamic multiplication (WTAM). This idea is represented in a number of foreign patents for various design and technical solutions [12–15, et al] as well as theoretical studies of similar wind turbines with horizontal and vertical axis of rotation [16, 17], but there is no information on pilot operation of relatively powerful wind turbines of this type. As the main idea of WECS, the turbine generators (so-called secondary turbines) are arranged on the fixed parts of the blades of main wind wheel. Such technical solution provides aerodynamic multiplication to increase the rotational speed of turbine generators and allows supplying the electricity to a network at constant frequency at variable speed of main wind wheel without frequency converter. The distinctive features of this solution as compared with classical design enable to simplify significantly WECS and reduce the cost of wind turbine.

At the end of 2002 the industrial and financial group "Concord" (Dnipro, Ukraine) headed by Ph.D. N.S. Golubenko entered on a project to create the fundamentally new gearbox-less wind turbine of TG-750 type. The Ukrainian patent No. 49970 (application No. 2000031794 dated 2003-03-30) protects its main

technical solutions [9, 18, 19, et al]. The development of more powerful WTAM and bringing them to mass production require further experimental and theoretical study of complex multichannel nonlinear conversion system.

The aim of the paper is to carry out the comparative analysis of the quantitative and qualitative characteristics of the equipment used in high-power horizontal axis wind turbines with direct connection of generators to wind turbine axis and in wind turbines with aerodynamic multiplication.

Main results of investigation.

1) Features of wind turbine with aerodynamic multiplication. The sketch of WTAM and turbine generator is shown in fig. 1, *a* and *b*, respectively. Fig 1 presents the blades of main (primary) wind wheel (1), secondary wind turbine (2), generators (3), Nacelle (4), support (tower) (5).

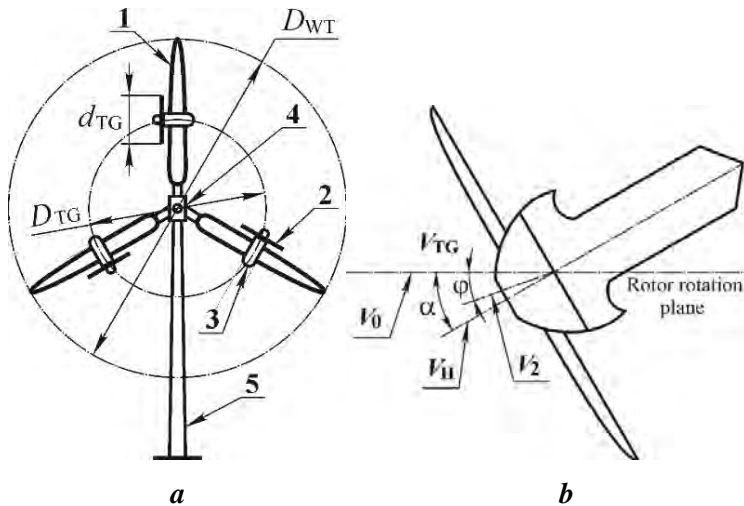


Fig. 1

The feature of this WECS consists in the presence of three channels with two-stage conversion of wind energy. The control of this system is realized in two zones. In the first working zone, the regulation is carried out at a fixed angle of installation of main wind wheel blades. In the second zone, where it is necessary to limit the power taken from wind flow, the regulation is performed by changing the angle of blade arrangement.

In order to regulate this WECS, the stabilization of wind turbines speed can be used by means of controlling the torques of generators.

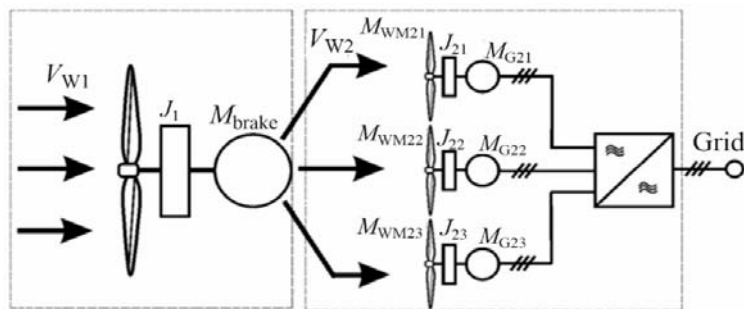


Fig. 2

Fig. 2 shows the functional diagram of WTAM to illustrate the process of wind energy conversion.

The primary wind flow V_{W1} interacts with main wind wheel. The flow transfers the part of kinetic energy to it and drives it to rotate with angular velocity ω_1 . The turbines of generators, rotating together with main wind wheel, run orthogonally to the main wind flow at speed:

$$V_{TG2} = \omega_1 \cdot \frac{D_{TG1}}{2}. \quad (1)$$

The speed of wind flow oncoming on turbines is greater by several fold than the main flow, and the turbines with generators start to rotate with frequency ω_2 .

Since the turbine axis is positioned at angle α to the plane of rotation of main wind wheel (see fig. 1, *b*), the resulting speed and, accordingly, the angle of the flow running on turbine are determined by the following expressions [18]:

$$V_F = \sqrt{V_{TG}^2 + V_{W1}^2}; \quad \varphi = \arctg\left(\frac{V_{W1}}{V_{TG}}\right). \quad (2)$$

The projection of flow running on turbine is equal to

$$V_{W2} = V_F \cdot \cos(\alpha - \varphi). \quad (3)$$

It causes the torque:

$$M_{WM_n} = \frac{\pi \rho V_{W1}^3 R_{TG}^2 C_p(Z_2)}{2\omega_{2n}}. \quad (4)$$

The dynamics of the aeromechanical system is described by the following motion equations (see fig. 2):

$$j_1 \frac{d\omega_1}{dt} = M_{WM}(V_{W1}, \omega_1) - M_{brake}(P_{W1}, \omega_1) - M_{ML}(\omega_1). \quad (5)$$

$$j_{2n} \frac{d\omega_{2n}}{dt} = M_{WML_n}(V_{W2}, \alpha, \omega_{2n}) - M_{G_n} - M_{ML_{2n}}(\omega_{2n}). \quad (6)$$

where number n (from 1 to 3) in the index indicates the number of power conversion channel; j_1, j_{2n} are the moments of inertia of main wind wheel with wind generators and the wind generator with turbines, respectively; M_{brake} is the total braking torque to be caused by the power take-off by the wind turbines; $M_{ML}(\omega_1), M_{ML_{2n}}(\omega_2)$ are the moments of mechanical losses; M_{WM} is the torque of braking the main wind wheel determined by next expression:

$$M_{WM} = \frac{\rho S_{WM} V_{W1} c_p(z_1)}{2\omega_1}.$$

When synch generators are connected to network without converter, they rotate at constant speed due to synchronizing torques, and the frequency of generators is equal to network frequency.

2) Simulation of WTAM conversion systems. The electromechanical conversion system of WTAM was simulated by Simulink software according to expressions (1)–(5), taking into account the balance of wind turbine power and load [20, 26]. The model is constructed with the following assumptions. We neglect the friction moments in the bearings of the main wind wheel and turbines. We also neglect the influence of internal resistances of generators on output voltage due to availability of voltage stabilization at inverter input. The ripples caused by the circuits of rectifiers, inverters are ignored too. The conversion coefficient of wind flow is considered as a constant value. We also assume that the average power of generators is proportional to rotational speed and the total generated power is consumed by a network. In computing the static characteristics, the average generation power is calculated for the period of main wind wheel rotation.

Fig. 3 shows the computational results for electromechanical conversion system WTAM of TG-750 type, namely: the maximum relative power as a function of the relative speed of wind flow as general view (a) and in initial section (b). The maximum relative power P^* (1), P^* at $\omega_{cr} = 300$ prm (2), P^* at $\omega_{cr} = 400$ prm (3), P^* at $\omega_{cr} = 500$ prm (4), P^* at $\omega_{cr} = 600$ prm (5) at $C_p = 0,48$ are presented in fig. 3.

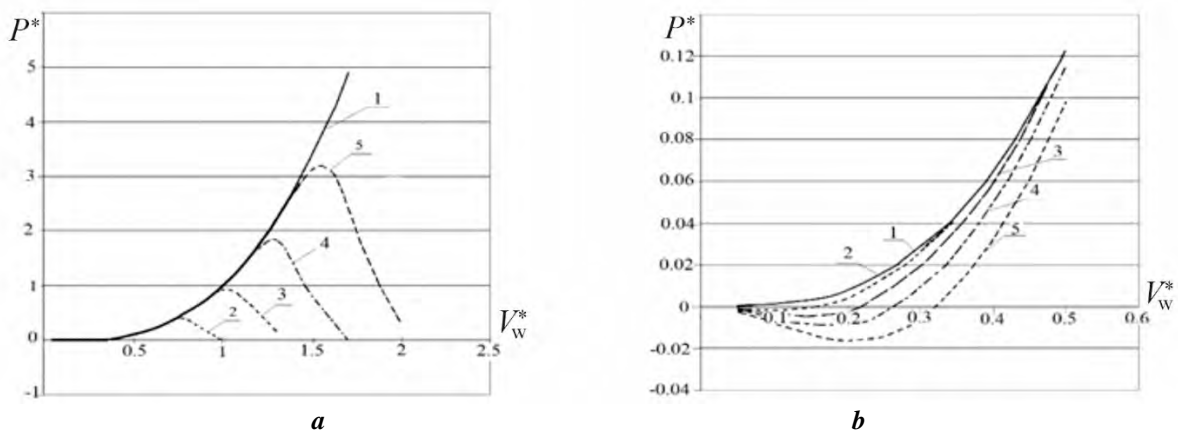


Fig. 3

The dependencies in fig. 3 show that when the wind flow speed are less than 5–6 m/s (typical for a significant part of time in many regions of Ukraine), the deviation of rated capacity from maximum value is 3–5%. This leads to the reduction of operating efficiency of wind turbine. To increase the power take-off, it should only be reduced the generator speed by half so that this deviation could be minimal. However, in this case, the frequency and magnitude of generated voltage differ from the frequency and voltage of a network.

For their matching, it is necessary to install a frequency converter with installed power in the range of 10 to 20% of rated power.

At the same time, as follows from fig. 3 a, there is a sufficiently wide range of wind flow speed when the operating condition of wind turbine practically does not differ from the optimal one. Thus the effect of auto-stabilization of this WECS under the maximum power take-off operation is evident. To validate the adequacy of the models, we compared the computed static characteristics with the experimental data obtained by TG-750 installation having CTI-350 generator [21].

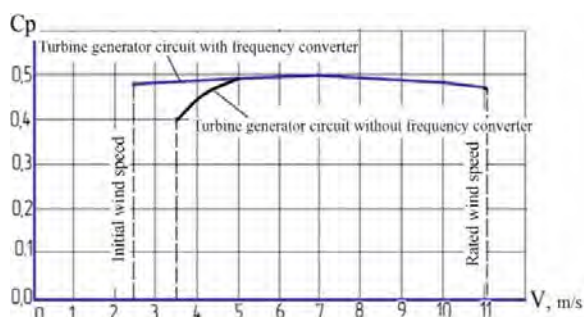


Fig. 4

The dependencies in fig. 4 indicate that the use of frequency converter enables to keep the relative invariability of power factor C_p at V_0 less than 5 m/s and obtain the stable power generation at $V_0 < 3.5$ m/s, i.e. the generation range can be expanded to lower wind flow speed (approximately $V_0 = 2.7$ m/s) [21].

The comparative analysis of data in fig. 4 (dependencies of main wind wheel efficiency on wind speed for TG-750 typed WTAM), with experimental results confirmed the adequacy of developed model. The error at $V_0 < 5$ m/s does not exceed 10–15% that is explained by the assumptions accepted for simulations.

The creation of pilot plant of TG-750 typed WTAM revealed the fundamental possibility to implement practically the wind turbine of this type. This gives a possibility to start the project for a series of plants with capacity up to 5 MW. The table presents the main technical characteristics of WTAM according to data of Concorde group.

No.	Parameter	Type of wind turbine			
		TG-750M	TG-1000	TG-2500*	TG-5000*
1	Rated capacity, kW	750	1000	2500	5000
2	Wind speed, m/s				
	- initial (starting)	2.7	2.7	2.5	2.9
	- rated	10.8	11.9	11.0	12.2
	- maximal operating	25.0	25.0	25.0	25.0
	- ultimate admissible	60.0	60.0	60.0	60.0
3	Rotor				
	- diameter, m	58.0	58.0	106.0	124.0
	- number of blades, pcs	3	3	3	3
	- rotational speed, rpm	7.5...27.0	6...28.2	4...15	4...12.9
	- height of rotor axis, m	50.0	50.0	80.0	100.0
4	Turbine generators				
	- number, pcs	3	3	3	3
	- number of turbine blades, pcs	6	6	6	6
	- turbine arrangement diameter, m	27.2	27.62	54.0	65.0
	- rated rotational speed of turbines, rpm	375	375	250	150
	Nominal parameters of generators				
	- capacity, kW	250	350	850	1700
	- voltage, V	380	690	690	690
	- frequency, Hz	50	50	50	50

* – project

The circuit containing the frequency converter with grid-controlled inverter was experimentally verified in WTAM of TG-750 type.

Due to the synchronizing moments and significant inertial mass of main wind wheel, the control system ensures the stable operation of the generators supplying a network under power balance of the wind flow and electrical load within the wide range of varying speed of wind flow.

3) Selection of electrical equipment depending on WTAM features. In high-power gearbox-less wind turbines the generator play an essential role since its large mass and cost determine in significant degree

the energy efficiency of powerful wind turbines. For comparison, let us consider the relationships typical for classical structure of the horizontal axis wind turbine with slow-speed generator and WTAM with the same capacity. As shown in [22], for electrical machines (generators) with similar dimensions at the same current density and electric induction to a first approximation the following relationship is valid:

$$l^4 \equiv \frac{P_{el}^3}{n}, \quad (7)$$

where l is the linear dimensions of generators; P_{el} is the electric power; n is the rotational speed of rotor.

Since the mass of the active materials G is proportional to their volume (i.e., l^3), it can be supposed that the losses L and cost C under accepted conditions are proportional to mass G . Then according to [22]

$$G \equiv \sqrt[4]{\left(\frac{P_{el}}{n}\right)^3}; \quad C \equiv \sqrt[4]{\left(\frac{P_{el}}{n}\right)^3}; \quad L \equiv \sqrt[4]{\left(\frac{P_{el}}{n}\right)^3}. \quad (8)$$

Comparing the performances of analogous generators, the total capacity of which is equal to the capacity of single generator and using (8) the relative value of the characteristics are written as:

$$\begin{aligned} G^* &= \frac{G_1}{G_m} \rightarrow C^* = \frac{C_1}{C_m} \rightarrow L^* = \frac{L_1}{L_m} = \\ &= \frac{\sqrt[4]{\left(\frac{P_{el}}{n}\right)^3}}{m \cdot \sqrt[4]{\frac{P_{el}^3}{m^3 n_m^3}}} = \sqrt[4]{\frac{n_m^3}{m n_1^3}} = \sqrt[4]{\frac{K_{AM}^3}{3}}. \end{aligned} \quad (9)$$

where $m = 3$ is the number of generators; n_m is their rotational speed; n_1 is the rotational speed of main wind wheel; K_{AM} is the aerodynamic multiplication ratio, expressed as:

$$K_{AM} = \frac{n_m}{n_1},$$

where index m refers to the performances of WTAM generators, index 1 corresponds to the performances of gearbox-less wind turbine generator connected to wind wheel shaft.

Fig. 5 shows the dependences of G^* , C^* , L^* as functions of aerodynamic multiplication ratio K_{AM} : curve 1 is plotted according to (9); dotted curve 2 is constructed for WTAM project (see table).

So the two ways are possible to increase K_{AM} and, as a result, to reduce the mass and cost of WTAM generators. The first is to decrease the rotational speed of main wind wheel ω_1 , but in this case, its diameter increases in proportion to the square root of the degree in decrease of ω_1 . Note that the decrease of ω_1 for generator located on the wind wheel shaft leads to the increase in its mass. The second way is to increase in the rotational speed of turbine generators ω_2 . However, in this case, to keep generated frequency, it is necessary to increase the number of pole pairs of generators that leads to increase in their mass. Then the diameter of turbine reduces inversely.

The choice of K_{AM} is based on the results of the technical and economic comparison of options. When K_{AM} varies in the range from 11.62 to 34.09, the performances G^* ; C^* ; L^* change from 4.78 to 10.72. This corresponds to the power range from 5000 to 750 kW.

Thus the WTAM conversion system has significant advantages in terms of the main technical and economic performances of generators in comparison with classical gearbox-less WECS.

Relations (9) show a general trend in the use of aerodynamic multiplication, since under increasing capacity for various reasons the similarity of dimensions and other performances is violated.

The losses and thermal behavior of generator, determined by the magnetic flux density in airgap and linear load play the main role in the similarity deviation. The product of these values is proportional to the tangential force F_k acting on the surface of rotor (stator) [22]. This fact links the value of moment M of

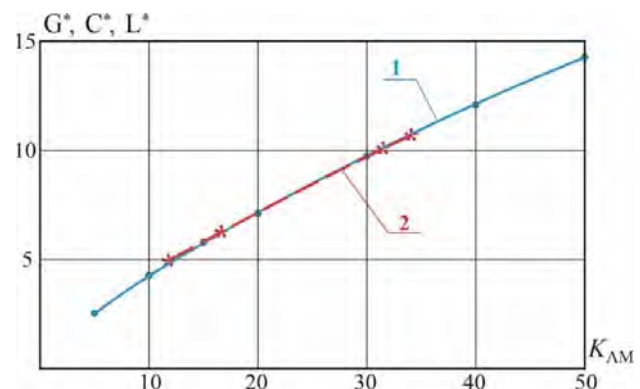


Fig. 5

generator with rotor dimensions by [22]:

$$M = \frac{P_e}{n} = \frac{\pi}{2} d_r^2 l_r^2 F_k. \quad (10)$$

where d_r and l_r are the diameter and length of rotor, respectively.

$$\text{As following from (10): } d_r^2 l_r^2 = \frac{2}{\pi} \frac{M}{F_k}.$$

The relation (10) permits to vary the diameter and length of rotor for a certain generator within the limits determined by the ratio of given moments to acceptable tangential force in the construction. This circumstance allows to optimize parameters G^* ; C^* ; L^* depending on capacity P_{el} . This can violate the numerical value, but not a general trend.

For wind turbines generating power directly into a network, the operating frequency of generator is equal to commercial frequency – 50 (60) Hz.

Under increasing the power of wind turbine, the power of generators increases and the mass of the generator, which affects the mass of the construction and the cost of installation work, present the great restriction.

The generator mass decreases at higher frequency. Under condition of keeping the permissible iron losses, the magnetic flux density should be varied by the following relation:

$$B \equiv 1/f^k,$$

where k depends on the characteristics of used iron.

In accordance with [22] the performance G for $k = 0.65$ at constant current density and $n = f$ is determined by

$$G = \frac{\sqrt[4]{P_e^3}}{f^{0.27}}. \quad (11)$$

Therefore, at the same capacity and changing the frequency from 50 to 200 Hz, the mass of generators decreases by 30–40% at the same rotational speed.

The CGI-350-0,69-50 inductor generator is used in TT-750 typed WTAM.

The calculation performed by prof. V.D. Lushchik [23] shows that the increase in frequency of CGI-350 inductor generator to 125 Hz leads to the decrease in the mass of its active part by factor of 1.66 when the efficiency increases by 3.5%. This permits, at the same mass of generators, to increase their power up to 450 kW. The possibility to create asynchronous-synchronous cascade generators with rated speed of 500/300/250/150/100 rpm at frequency of 50 Hz is grounded in [23]. The use of such generators enables to ensure the reduction of weight, depending on capacity, up to 40% compared to induction generators. In addition, this allows solving the problem of starting the wind turbine generator in the mode of induction motor using back-to-back converter depending on electrical circuit (fig. 5).

The presence of a contact-less exciter, due to the combination of stator winding with excitation winding, enables to optimize the voltage of generated power without additional means in basic circuit.

The current trend in the use of permanent magnet synch generators, due to their high efficiency, is correct only for certain design versions. The experimental findings in [24] show that 500 kW synch generators with permanent magnets operating under conditions comparable to the operating conditions of wind turbines, have the same efficiency as squirrel cage induction motor (0.945 at the same speed of 5880 rpm. The weight of synch generator is 7% more than for induction generator. The synch generator with permanent magnets of the same capacity with transverse field at $n = 2300$ rpm has the efficiency of 0.965 at half weight (400 kg). Note that in this case the use of oil cooling is important for reducing the mass. The developers note that the significant disadvantage of permanent magnet synch generators consists in increased cost and the dependence of the characteristics of permanent magnets on temperature at emergency overloads. The presence of permanent excitation of rotating generators creates the emergency fire hazard at short circuit in stator windings, which can take place until full-stop of wind turbine. This should also be taken into account when designing the wind turbines and generators.

Fig. 6 gives the basic circuits of WTAM for off-line operation with high-frequency generator [27].

Since the generators are located on the blades, the efficiency of WTAM depends significantly on the arrangement of rectifiers (or inverter) as well as their connection circuit (parallel or series). Using 1000 kW wind turbine as an example, the possibility to increase the efficiency by 4.9% is shown because of reducing the losses in connecting cables, if the energy is transmitted by direct current, with simultaneous reduction in cable consumption by 2–4 times [25].

The reduction of power losses in high-power wind turbines is achieved by increase of the output voltage of generators. Due to the presence of three generators in WTAM, the voltage increase is provided by a series connection of rectifiers or back-to-back converter.

When the output voltage of generator is 690, 1050 V, the voltage in the range of 2.7–4.2 kV can be obtained in dc link.

Fig. 6 shows the base circuits of energy conversion in high-power WTAM: *a* – with an uncontrollable rectifier and dc-dc pulse converter; *b* – with pulse converter for stabilization or doubling of voltage; *c* –with inverter according to back-to-back convertor circuit; *d* – with grid-controlled inverter.

The use of pulse converters for voltage stabilization or doubling of voltage gives a possibility to increase the voltage up to 6–10 kV (fig. 6, *b*).

The reduction of frequency converter cost can be provided by using thyristor-based grid-controlled inverters (fig. 6, *d*). The thyristors have the lower voltage drop and significantly lower cost.

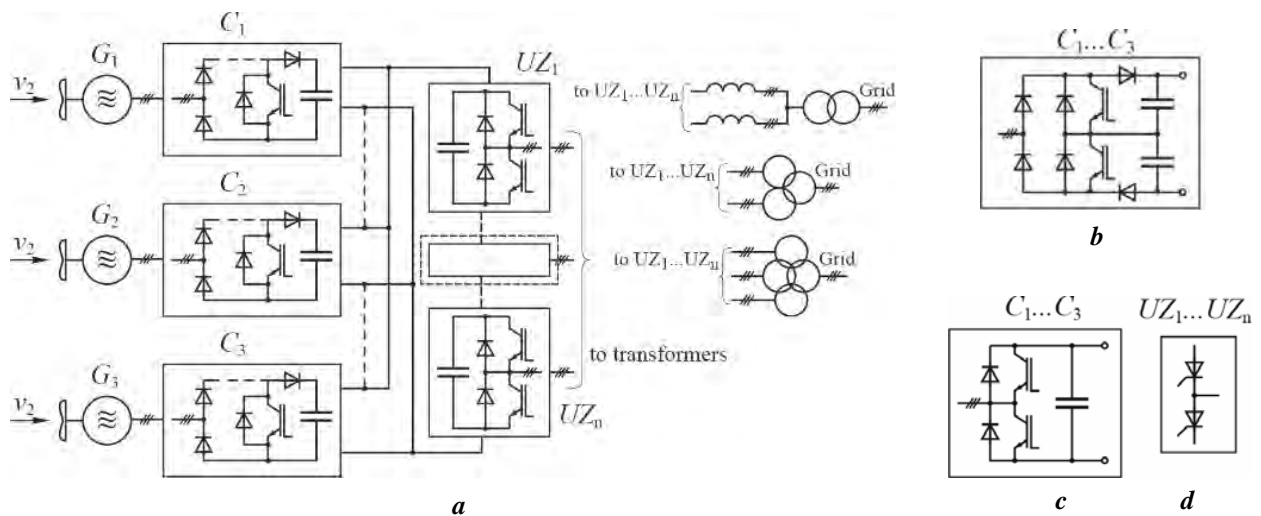


Fig. 6

The high-power wind farms are connected to the networks of 110 and above kV, which have a large distributed capacitance. To compensate this reactance, the shunt reactors are installed at the ends of high-voltage lines. The grid-controlled inverter operating with constant or variable advance angle of trigger β , when it is connected to a network, can be used as a controllable inductance. That permits to reduce the installed power of shunt reactors. The compatibility with a network is attained by using multi-phase (12–24 or more) inverting circuits depending on the power of wind turbine.

Conclusion.

1. The relationships between the quantitative and qualitative characteristics of WTAM and the basic parameters of used equipment are revealed. The recommendations for implementation of the technical solutions that ensure the enhancement of WTAM efficiency and reduction of price are developed.

2. The experimental and theoretical studies show not only the possibility of technical realization of WTAM, but also the fundamental features of its operation, which contribute to reducing the cost, installation costs, operating costs and increasing the efficiency. All this makes it competitive with classical horizontal axis wind turbine.

3. The availability of developed element base (generators, converters, other elements) gives a possibility to accelerate the introduction of these installations into commercial operation.

4. The ways to improve the WTAM are related to the development of aerodynamics of the main wind wheel blades and turbines, the improvement of element base and control algorithms.

1. Shourangi-Haghighi A., Dlaz M., Zhang Y., Li J., Yaan Y., Faraji R., Ding L., Guerrero J. Developing More Efficient Wind Turbines. A Survey of Control Challenges and Opportunities, *IEEE Ind. Electron Mag.* Dec. 2020, Vol. 14, No 4. Pp. 53–63. DOI: <https://doi.org/10.1109/MiE2020.2090353>.

2. Renewable energy sources (Watt Committee Report Number 22) edited by Michael A. Laughton. Taylor & Francis e-Library, 2003. 160 p.

3. Shourangi-Haghighi A., Haghnegahdar M.A., Wang L., Musetta M., Kolios A., Lander M. State of the art in the optimization of wind turbine performance using CFD. *Arch Comput. Methods Eng.* January 2019. Vol.

27. Pp. 413–431. DOI: <https://doi.org/10.1007/S11831-019-09316-0> .
4. Hanif M.A., Farwa N., Rida T., Umer R. Renewable and Alternative Energy Resources. Elsevier Inc.: Academic Press, 2021. 808 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/B978-0-12-818150-8.00012-5>
5. Masters G. M.. Renewable and Efficient Electric Power Systems, Second edition. John Wiley & Sons, 2013. 712 p.
6. Renewable and Alternative Energy (Energy: Past, Present, and Future) edited by Robert Curley. Britannica Educational Publishing, Rosen Educational Services, 2012. 139 p.
7. Nemykina O.V., Blyzniakov A.V. Renewable and alternative energy sources: Tutorial with parallel text. Zaporizhzhia Polytechnic National University Publishing House, 2021. 353 p. (Eng.-Rus.).
8. Tsgoev R.S. The comparison of operating capabilities of wind-driven power plants. *Russian Electrical Engineering*. 2007. No 12/07. Pp. 32–38 (Rus.). DOI: <https://doi.org/10.3103/S106837120712005X>
- Golubenko N.S., Dovgaljuk S.I., Fel'dman A.M., Cyganov V.A. Wind power development trends and multiplier-free wind turbines. *Proceedings of the IV International Conference Non-traditional energy XXI century*. Crimea, Gurzuf. 2003. Pp. 68–74 (Rus.). DOI: <https://doi.org/10.15588/1607-6761-2011-1-11>
9. Schreiber D., High-Power Converters for Renewable Power Sources (translated by Andrey Kolpakov). *Power Electronics*. LLC Media KIT (St. Petersburg). 2010. No. 5. Pp. 90–94 (Rus.).
10. Nojberg N., Nolle O., Pivnjak G.G. State and prospects for the development of wind power energy. *Electrotechnic and Computer Systems*. 2010. No. 3 (79). Pp. 362–364 (Rus.).
11. Hitter U. Wind-Driven Power Plant. Patent US4197056, int. Cl.² FO3D 1/00; F03D 11/04, 1980.
12. Watson W.K. Space Frame Wind Turbine. Patent US4735552, int. Cl.² FO3D1/0608; F03D13/20. 1988.
13. Madsen H.A., Rasmussen F. Wind turbine having secondary rotors. Patent WO2002086312, int. Cl.² FO3D5/00; F03D7/02, 2002.
14. Madsen H.A., Rasmussen F. Wind turbine having secondary rotors. Patent EP1390615, int. Cl.³ F03D7/0252; 2002.
15. Jamieson P. Top-level rotor optimisations based on actuator disc theory. *Wind Energy Sci*. 2020. 5. Pp 807–818. DOI: <https://doi.org/10.5194/wes-5-807-2020> .
16. Leithead W., Camciuc A., Kazemi A. A., Carroll J. The X-Rotor Offshore Wind Turbine Concept. *Journal of Physics: Conference Series*. 2019. DOI: <https://doi.org/1356.012031> .
17. Golubenko N.S., Aerodynamic features of a multiplier-free turbogenerator scheme of a high-power wind turbine. *Proceedings of the IV International Conference Non-traditional energy XXI century*. 2003. Crimea, Gurzuf. Pp. 125–132 (Rus.).
18. Golubenko M.S., Dovgaljuk S.I., Dudko O.V., Kadam'kyj O.L., Kurdjukov S.D., Fel'dman O.M., Cyganov V.O. Windmill. Patent UA76797, int. Cl.³ FO3D7/02. 2006.
19. Golubenko N.S., Alekseevskiy D.G., Andrienko P.D., Nemudriy I.Yu. Modeling of electromechanical system of wind power station with aerodynamic multiplier in the mode of stabilization the wind turbines speed. *Electrical Engineering and Power Engineering*. 2011. No 1. Pp. 13–20 (Rus.).
20. Vishneveckij P.O., Golubenko N.S., Dovgaljuk S.I., Jacura A.A. Evaluation of the efficacy of using a frequency converter for a wind turbine generator circuit at low wind speeds. *Proceedings of the IV International Conference Non-traditional energy XXI century*. 2003. Crimea Gurzuf. Pp. 103–105 (Rus.).
21. Petrov G.N. Electrical machines, in 3 parts, part 1, Introduction, Transformers, Textbook for high schools. Moscow: Energy Publishing House, 1974. 240 p. (Rus.)
22. Luschyk V.D. Prospective directions of improvement of electric machines. PJSC: Myronivska Printing House, 2015 (Ukr.).
23. Klockov T. Traction motor excited by permanent magnets, *Railways of the world*, 2004. No. 9. Pp. 46–50 (Rus.)
24. Alekseevskiy D.G., Andrienko P.D., Nemykina O.V. Research of the Electric Power Conversion in Wind Power Turbines with the Aerodynamic Multiplication. *Problemele Energeticii Regionale*. 2019. No. 1(39). Pp. 70–79. DOI: <https://doi.org/10.5281/Zenodo2650423> .
25. Alekseevskiy D.G. Visual simulation of multilink wind electric generation system. *NTU KhPI Bulletin*. 2017. No 27 (1249). Pp. 332–336.
26. Andrienko P.D., Alekseevskiy D.G., Blyzniakov O.V., Nemykina O.V., Nemudriy I.Yu. Enhancement of the effectiveness of wind turbines with aerodynamic multiplication. *IEEE: 4th International Conference on Modern Electrical and Energy System 20–23 October 2022 (MEES)*. Kremenchuk, Ukraine. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEES58014.2022.10005645>

ЕФЕКТИВНІСТЬ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ СИСТЕМ ВІТРОЕНЕРГЕТИЧНИХ УСТАНОВОК З АЕРОДИНАМІЧНОЮ МУЛЬТИПЛІКАЦІЄЮ

П.Д. Андрієнко, Д.Г. Алексієвський, О.В. Близняков, О.В. Немикіна, І.Ю. Немудрий.
Національний університет «Запорізька політехніка».
вул. Жуковського, 64, Запоріжжя, 69063, Україна.
E-mail: andrpd@ukr.net; lasian2017@ukr.net;
blizn1953@gmail.com; olganemikina@ukr.net; igor_nemudriy@ukr.net.

В статті розглянуто стан розвитку потужних вітроенергетичних установок з горизонтальною віссю обертання вітроколеса. У найбільш поширених вітроустановках зі змінною швидкістю вітрового потоку для сумісності електрогенератора з мережею необхідно встановлювати перетворювач частоти, що призводить до зменшення ККД системи, а використання прямого підключення генератора до осі вітроколеса – до суттєвого збільшення маси і вартості генератора. Альтернативою таким системам пропонується вітроустановка з аеродинамічною мультиплікацією, дослідний зразок якої потужністю 750 кВт виготовлено та досліджено в Україні. Електромеханічна схема такої системи при використанні синхронних або асинхронних генераторів має властивість при постійних частотах обертання ротора генератора генерувати енергію в оптимальному режимі при змінній швидкості вітрового потоку у широкому діапазоні без перетворювача частоти, що сприяє підвищенню ККД та зменшенню вартості електроустановки. Показано, що зменшення відносних показників маси, вартості та ККД генераторів запропонованої та класичної системи залежить від коефіцієнта мультиплікації (відношення частоти обертання вітроколеса та генератора), і в діапазоні потужностей вітроустановок 750÷2500 кВт знаходяться у межах 10,72÷4,75. Теоретичні та експериментальні дослідження показують, що вітроенергетичні установки з аеродинамічною мультиплікацією можуть бути конкурентоспроможними по відношенню до традиційних вітроустановок з горизонтальною віссю обертання вітроколеса. Ціллю поточної статті є порівняльний аналіз кількісних і якісних характеристик використовуваного обладнання вітроустановок великої потужності з горизонтальною віссю обертання і прямим підключенням генераторів до осі вітроколеса, і вітроустановок з аеродинамічною мультиплікацією. Бібл. 27, табл. 1, рис. 6.

Ключові слова: вітроенергетична установка, система перетворення вітрової енергії, генератор, вітроколесо, аеродинамічна мультиплікація, перетворювач частоти.

Надійшла 18.05.2023
Остаточний варіант 06.11.2023

СТРУКТУРНІ ЗМІНИ ЕНЕРГОСИСТЕМ ТА ВІДПОВІДНІ
ЗМІНИ ЇХНІХ ДИНАМІЧНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ

О.Ф. Буткевич^{1,2*}, докт. техн. наук, Т.М. Гурєєва¹, Н.Т. Юнєєва¹, канд. техн. наук

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

² Національний технічний університет України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна.

E-mail: o.butkevych@gmail.com.

Наведено результати досліджень, що стосуються змін динамічних властивостей електроенергетичних систем (ЕЕС) внаслідок розвитку електричних мереж та значного збільшення частки розподілених джерел генерування в структурі генеруючих потужностей ЕЕС. З використанням трьох розроблених моделей ЕЕС, що відповідали послідовним етапам розвитку ЕЕС, внаслідок опрацювання результатів моделювання електромеханічних перехідних процесів виявлено зміни, що відбулися у спектрі власних частот ЕЕС та у протіканні аварійних процесів. Отримані результати дають можливість передбачити якісні зміни динамічних властивостей об'єднаної енергосистеми України на етапах її повоєнного відновлення та розвитку. Бібл. 10, рис. 10, табл. 3.

Ключові слова: електроенергетична система, динамічні властивості, розподілені джерела енергії, стала інерція, власні частоти.

Вступ. Поведінка електроенергетичних систем (ЕЕС), зокрема протікання електромеханічних перехідних процесів у разі збурень режимів, залежать від їхніх динамічних властивостей. З подальшою трансформацією ЕЕС за вектором декарбонізації зазнають змін і їхні властивості. Дослідженню питань функціонування ЕЕС, що виникають внаслідок таких змін, присвячено багато праць, наприклад, [1-6]. Відновлення та розвиток об'єднаної енергетичної системи (ОЕС) України в повоєнний період мають відбуватися у напрямі утворення «локальних» енергетичних систем, що характеризуються енергетичною самодостатністю (квазі-самодостатністю) зі значною часткою в структурі генеруючих потужностей розподілених джерел генерування (РДГ), зокрема і відновлюваних джерел енергії, та наявністю потужної множини просьюмерів. Такі структурні зміни ОЕС України сприятимуть її перетворенню в «непотоплювану», певною мірою секційовану «енергетичну платформу» з електрично поєднаними секціями (зазначеними локальними енергосистемами), що забезпечуватиме надійне енергоживлення усіх сфер людської діяльності [7]. Слід підкреслити, що така повоєнна трансформація ОЕС України цілком узгоджуватиметься зі світовими тенденціями розвитку ЕЕС у напрямі їхньої декарбонізації, проте, не всупереч їм, а враховуючи уроки війни, *надійність енергозабезпечення споживачів* має бути мейнстрімом усіх очікуваних перетворень ОЕС України.

Мета роботи – визначити характер впливу структурних трансформацій ЕЕС, зокрема збільшення частки РДГ в структурі генеруючих потужностей за розвитку електричних мереж, на їхні динамічні властивості.

Вихідні умови та моделі досліджень. Окремі результати попередніх досліджень, що стосувалися оцінювання впливу змін у структурі генеруючих потужностей окремої теплової електростанції на динамічні властивості ЕЕС, наведено в [8]. У зазначених дослідженнях було використано дві широківідомі тестові схеми (моделі) ЕЕС, одну з яких (6-машинну модель ЕЕС) було взято як «відправну точку» під час досліджень, результати яких наведено нижче. Цифрову модель зазначеної 6-машинної ЕЕС було взято за *основу* і виконано два її «розширення» з утворенням двох ЕЕС (що відрізняються кількістю доданих об'єктів) і збереженням практичної незмінності значень параметрів усталеного електричного режиму в *основній* частині схеми, «успадкованій» від 6-машинної ЕЕС (далі таку ЕЕС називатимемо *базовою* і позначатимемо ЕЕС-Б). В усіх трьох зазначених моделях ЕЕС синхронний компенсатор, приєднаний до шин 7, було замінено батареєю статичних конденсаторів відпо-

© Буткевич О.Ф., Гурєєва Т.М., Юнєєва Н.Т., 2023

* ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-6613-0911>

відної потужності. Перша «розширена» ЕЕС (далі позначатимемо ЕЕС-1р) відрізняється від ЕЕС-Б наявністю дванадцятьох РДГ, розташованих в додаткових контурах електричної мережі, утворених внаслідок «розширення» ЕЕС-Б. Такі контури приєднано до шин з номерами 100 та 202 (на рис. 1 ці додаткові контури знаходяться праворуч та внизу відносно зазначених шин). Друга «розширена» ЕЕС (далі позначатимемо ЕЕС-2р) наслідує ЕЕС-1р, але відрізняється від неї додатковими двадцятьма

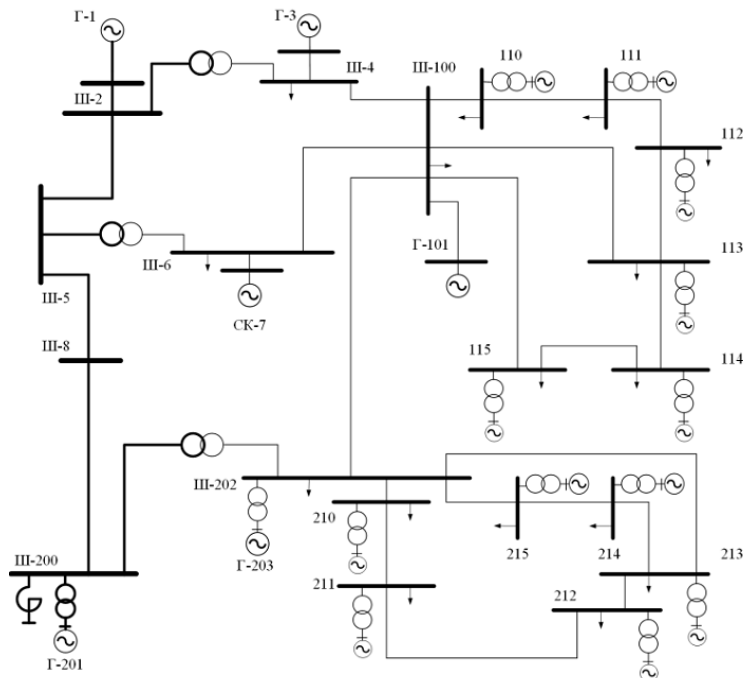


Рис. 1

РДГ, розташованими в додатково утворених (відносно першого «розширення») контурах електричної мережі, теж приєднаних до шин з номерами 100 та 202 (рис. 2).

В обох «розширених» ЕЕС забезпечено практичну незмінність сумарної активної потужності генерування та задовільну близькість поточкорозподілу активних потужностей лініями електропередачі (ЛЕП) «розширених» ЕЕС та ЕЕС-Б, оскільки активну потужність синхронних генераторів (СГ) Г-101 та Г-203 та активну потужність споживачів, приєднаних до шин 100 та 202, було відповідно «розподілено» серед введених РДГ та споживачів, приєднаних до шин в контурах «розширених» ЕЕС. На відміну від ЕЕС-2р, де для СГ Г-101 та Г-203 було використано такі ж значення номінальних потужностей та сталих інерції, як і для введених СГ (РДГ) в ЕЕС-1р,

значення номінальних параметрів зазначених СГ залишилися такими ж, як і в ЕЕС-Б, але активну потужність генерування Г-101 та Г-203 в початковому режимі було зменшено відповідно до 955 МВт та 600 МВт. Решту ж активної потужності генерування цих СГ (у порівнянні з їхнім навантаженням в ЕЕС-Б) було «розподілено» серед введених РДГ. Задля забезпечення практичної незмінності сумарної активної потужності генерування кожної з «розширених» ЕЕС (відповідно до сумарної активної потужності генерування ЕЕС-Б) втрати активної потужності в доданих елементах ЕЕС було «збалансовано» деяким зменшенням потужності «розподілених» споживачів електроенергії).

В «розширених» ЕЕС за базового сценарію усі СГ було подано моделлю стала електрорушійна сила СГ ($E_{CG} = \text{const}$) за деяким реактансом (x_{CG}). Використання такої електрорушійної сили, певною мірою умовної величини, пропорційної потокозчепленню обмотки збудження СГ, дає змогу використовувати одну і ту ж заступну схему як за усталеного, так і перехідного режиму СГ. Таку E_{CG} визначають, виходячи з початкових умов. Зазвичай таку E_{CG} називають електрорушійною силою за перехідною реактивністю [9]. Така модель відтворює динамічні властивості СГ під час моделювання електромеханічних перехідних процесів і, як зазначають деякі автори, наприклад, [10], є класичним поданням синхронної машини під час досліджень стійкості. У разі використання такої моделі перехідний процес СГ подається лише рівнянням руху ротора СГ, яке запишемо у вигляді двох рівнянь першого порядку (1)-(2)

$$\frac{ds}{dt} = \frac{\omega_0}{T_J S_{\text{ном}}} (P_T - P - Ds), \quad (1)$$

$$\frac{d\delta}{dt} = s, \quad (2)$$

де ω_0 – значення кутової частоти за початкового усталеного режиму; s – ковзання ротора СГ; P_T – механічна потужність турбіни; $S_{\text{ном}}$ – повна номінальна потужність СГ; D – коефіцієнт демпфування; T_J – стала інерції усіх обертових мас, пов'язаних з СГ; δ – кут вектора \vec{E}_{CG} , вимірюваний відносно осі, що обертається з номінальною кутовою швидкістю (з такою віссю за усталеного режиму поєднують

вектор напруги балансувального вузла, тому також можна вважати, що кут δ вимірюваний відносно вектора напруги балансувального вузла); P – електрична потужність СГ, яку зазвичай визначають за виразом

$$P = \frac{E_{\text{СГ}} U \sin(\delta - \gamma)}{x_{\text{СГ}}}, \quad (3)$$

де U , γ – відповідно модуль вектора напруги на виводах статора СГ та кут, вимірюваний між цим вектором та віссю, що обертається з номінальною кутовою швидкістю.

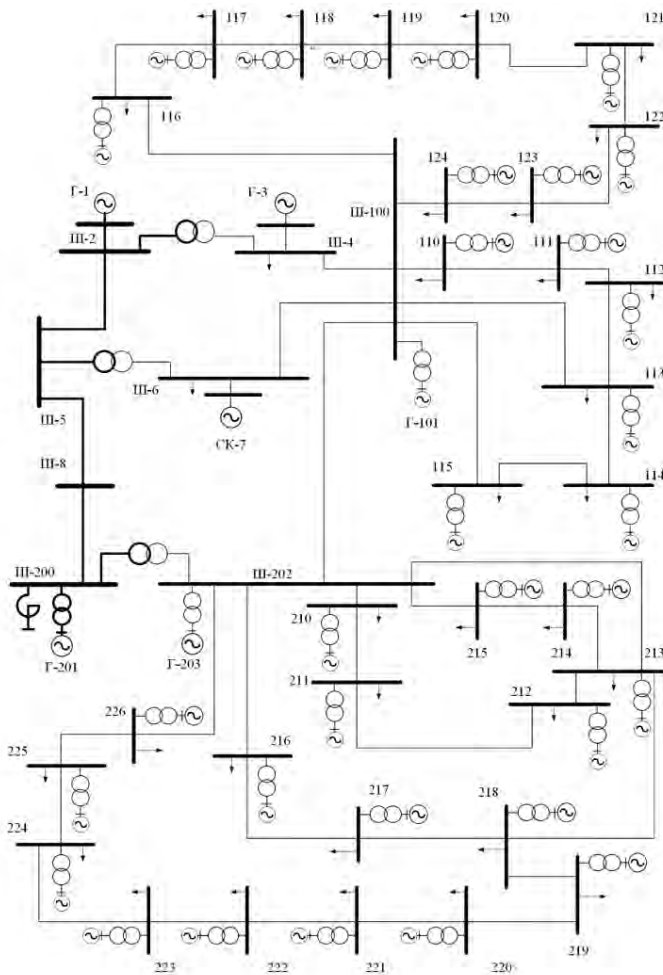


Рис. 2

ність потокозчеплення триває не більше 2 секунд). Отже, якщо надавати фізичну інтерпретацію модельованих процесів, то у разі використання моделі (1)-(3) для дослідження перехідних процесів в ЕЕС на часових інтервалах, що виходять за межі двох секунд, можна вважати, що під час моделювання неявно враховано дію певних АРЗ СГ, що забезпечують незмінність протягом усього часу моделювання. Крім того, зі збільшенням часового відрізка моделювання перехідних процесів в ЕЕС помітний вплив на їхнє протікання можуть мати системи автоматичного регулювання швидкості обертання турбін (АРШОТ), змінюючи створювані турбінами механічні моменти (M), що діють на ротори СГ (1). Тому у виконаних дослідженнях було враховано вплив АРШОТ на створюваний турбіною механічний момент. Оскільки в ЕЕС-Б містяться певні еквіваленти теплових та гідравлічних електростанцій, а в «розширених» ЕЕС серед РДГ можуть бути як традиційні, так і альтернативні джерела енергії, то для подання АРШОТ було використано досить просту і певною мірою «універсальну» модель (4)-(6) («універсальну» в аспекті можливості її застосування для парових та гідравлічних турбін, але не для вітроустановок, де, залежно від типу вітроустановки, у різний спосіб підтримується стала швидкість обертання ротора, наприклад, зміною кута атаки лопатів)

Хоча зазначена модель і є класичним поданням СГ під час досліджень стійкості, але все ж варто вказати на основне припущення, яке приймається у разі використання такої моделі для дослідження характеру впливу структурних змін ЕЕС, зокрема зростання частки РДГ в структурі генеруючих потужностей ЕЕС, на динамічні властивості ЕЕС. Зазначена модель СГ прямо не враховує електромагнітні процеси та вплив автоматичних регуляторів збудження (АРЗ) СГ, однак її використання у дослідженнях стійкості ЕЕС дає результати, близькі до результатів у разі використання АРЗ пропорційної дії, що мають забезпечувати підтримання заданого значення напруги, хоча не здатні впливати на коливання ротора СГ, тобто не мають демпфуючого впливу (але у разі помилкових налаштувань таких АРЗ СГ може виникати розхитування ротора СГ). Під час моделювання збурень в електричній мережі та перехідних процесів $\vec{E}_{\text{СГ}}$ залишається незмінною без часових обмежень щодо збереження такої незмінності. Це відрізняє її від електрорушійної сили за перехідною реактивністю у поздовжній осі, що залишається незмінною за реальних умов доти, доки залишається незмінним потокозчеплення (стала часу зменшення магнітного потоку відповідає сталій часу обмотки збудження СГ, але це лише за холостого ходу СГ, тоді як для навантаженого СГ незмін-

$$\frac{d\mu}{dt} = \left(-\frac{s}{\sigma} + \mu_0 - \mu \right) / T_R, \quad (4)$$

$$\mu_0 = M_{xx} + P_0 / P_{\text{ном}}, \quad (5)$$

$$P_T = S_{\text{ном}} (\mu - M_{xx}) \cdot \cos \varphi_{\text{ном}}, \quad (6)$$

де μ , μ_0 – змінна, що характеризує відповідно поточне та початкове (за усталеного режиму) положення регулювальних клапанів парових турбін чи спрямовуючих апаратів гідротурбін ($0 \leq \mu \leq 1$); σ – статизм регулювання; T_R – стала часу системи АРШОТ; $P_{\text{ном}}$, P_0 – відповідно номінальна активна потужність СГ та активна потужність СГ за початкового усталеного режиму; M_{xx} – створюваний турбіною механічний момент за холостого ходу СГ у відносних одиницях, зведений до повної номінальної потужності СГ; $\cos \varphi_{\text{ном}}$ – номінальний коефіцієнт потужності СГ.

Під час моделювання АРШОТ було використано такі значення параметрів (зону нечутливості регуляторів не враховували):

– для СГ 1, 3 та усіх СГ РДГ – $\sigma = 0,05$; $T_R = 0,5$ с; $M_{\text{max}} = 1,1$ в.о.; $M_{\text{min}} = 0,0$ в.о.;

– для СГ Г-101, Г-201, Г-203 – $\sigma = 0,01$; $T_R = 1,5$ с; $M_{\text{max}} = 1,0$ в.о.; $M_{\text{min}} = 0,45$ в.о.

Усі введені в ЕЕС-1р та ЕЕС-2р РДГ було приєднано через трансформатори ТДЦ-125000/220 до шин напруги 220 кВ як певні «еквівалентні» СГ. Під час моделювання таких СГ було використано номінальні параметри турбогенератора ТВФ-100-2: $P_{\text{ном}} = 100$ МВт. Для усіх турбоагрегатів РДГ було взято певною мірою усереднене значення сталої інерції $T_j = 3$ с. В моделі ЕЕС-1р значення номінальних параметрів СГ Г-101 та Г-203 залишилися такими ж, що і в моделі ЕЕС-Б (див. табл. 1), хоча поточне навантаження цих двох СГ значно зменшилося (Г-101 – до 955 МВт, а Г-203 – до 600 МВт).

Таблиця 1

№ шин приєднання СГ	$U_{\text{ном}}$ [кВ]	$P_{\text{ном}}$ [МВт]	$\cos \varphi_{\text{ном}}$	x_d [Ом]	x'_d [Ом]	T_j [с]
1	525.0	400.0	0.85	1102.49	161.27	7.0
3	242.0	400.0	0.85	234.26	34.27	7.0
101	242.0	2000.0	0.85	20.24	9.79	10.8
201	20.0	1200.0	0.85	0.48	0.07	6.4
203	20.0	1200.0	0.85	0.48	0.07	6.4

Основні результати досліджень. Для визначення змін, яких зазнають динамічні властивості ЕЕС внаслідок певних структурних трансформацій таких ЕЕС, було модельовано за різними сценаріями виникнення електромеханічних перехідних процесів в ЕЕС-Б, ЕЕС-1р та ЕЕС-2р. Деяке уявлення про відповідність потоків активної потужності (в МВт) лініями електропередачі (ЛЕП) в ЕЕС-Б, ЕЕС-1р та ЕЕС-2р в початковому усталеному режимі дає табл. 2 (від'ємні значення потоків потужності свідчать, що транспортування електроенергії відбувається від шин приєднання ЛЕП, зазначених другими, до шин, номер яких зазначено першим в позначенні ЛЕП).

Таблиця 2

ЕЕС	Потоки активної потужності ЛЕП				
	ЛЕП 100-202	ЛЕП 4-100	ЛЕП 6-100	ЛЕП 2-5	ЛЕП 5-8
ЕЕС-Б	-739,17	-119,61	-162,97	-88,75	-1021,49
ЕЕС-1р	-752,95	-116,58	-159,66	-68,95	-1018,73
ЕЕС-2р	-745,59	-122,86	-168,68	-88,77	-1020,02

З табл. 2 видно, що краще (точніше) наближення до потокорозподілу в ЕЕС-Б забезпечено балансуванням режиму в ЕЕС-2р ніж в ЕЕС-1р (найбільша розбіжність в ЕЕС-1р пов'язана з потоком потужності ЛЕП 2-5, але це не має істотного впливу на результати порівняльного аналізу динамічних властивостей зазначених ЕЕС).

Динамічні властивості ЕЕС значною мірою залежать від інерції обертових мас «ввімкнених» в ЕЕС СГ (усіх обертових мас, пов'язаних з кожним таким СГ), і у загальному випадку стали інерції ЕЕС ($T_{j\text{ЕЕС}}$) можна визначати за виразом

$$T_{j\text{ЕЕС}} = \sum_{i=1}^{i=n} T_{ji} S_i / S_{\text{ЕЕС}}, \quad (7)$$

де T_{ji} , S_i – стала інерції та номінальна повна потужність i -го СГ відповідно; n – у даному випадку загальна кількість «ввімкнених» в ЕЕС СГ; $S_{\text{ЕЕС}}$ – сумарна повна номінальна потужність «ввімкнених» в ЕЕС СГ.

За наведеними вище даними було визначено сталі інерції ЕЕС-Б, ЕЕС-1р та ЕЕС-2р: $T_{J\text{ЕЕС-Б}} = 8,184 \text{ с}$, $T_{J\text{ЕЕС-1р}} = 7,212 \text{ с}$, $T_{J\text{ЕЕС-2р}} = 4,348 \text{ с}$.

Відмінність у значеннях сталих інерції ЕЕС-Б та ЕЕС-1р не є значною, оскільки номінальні параметри СГ 203 та СГ 101 залишилися в моделі ЕЕС-1р такими ж, якими були і в моделі ЕЕС-Б, тому введення в ЕЕС-1р додаткових 12 СГ РДГ лише дещо зменшило сталу інерцію ЕЕС-1р (менше ніж на секунду) у порівнянні з ЕЕС-Б.

Задля дослідження динамічних властивостей ЕЕС внаслідок їхніх трансформацій можна використати різні підходи та відповідні засоби. У виконаних дослідженнях для визначення власних частот кожної з ЕЕС (ЕЕС-Б, ЕЕС-1р та ЕЕС-2р) на шинах 202 в 0,1 с було модельовано виникнення 3-фазного короткого замикання (3-ф.КЗ) тривалістю 0,08 с. Коливання потоків активної потужності ЛЕП є досить інформативними в аспекті можливості виявлення домінантних мод коливань, тому було сформовано та опрацьовано відповідні вибірки значень модельованих потоків активної потужності ЛЕП, що є найближчими до шин, від яких відбувається «розширення» ЕЕС-Б до ЕЕС-1р та ЕЕС-2р (коливання не усіх параметрів режиму ЕЕС, зокрема і потоків активної потужності окремими ЛЕП, не завжди є інформативними в аспекті визначення власних частот ЕЕС). В табл. 3 для порівняння наведено визначені власні частоти ЕЕС, де «жирним» шрифтом виділено частоти тих складових коливань, чий «внески» до коливань потоку активної потужності відповідної ЛЕП є найбільшими. Власні частоти ЕЕС знаходяться в низькочастотній частині спектру коливань: динамічні властивості ЕЕС проявляються в електромеханічному русі, а коливання на частоті вище 3-5 Гц ротором СГ практично «не пропускаються».

Таблиця 3

ЛЕП	Власні частоти ЕЕС [Гц], розраховані за вибірками значень потоків активної потужності ЛЕП		
	ЕЕС-Б	ЕЕС-1р	ЕЕС-2р
4-100	0.9765 ; 1.4648	0.9765 ; 1.3671	1.2695 ; 1.5625
6-100	0.9765	0.9765 ; 1.3671	0.6835; 0.9765; 1.2695 ; 1.5625
100-202	0.9765	0.9765	0.5859; 0.9765 ; 1.2695; 1.5625; 2.5390

За результатами порівняльного аналізу даних табл. 3 можна дійти висновку, що з «розширенням» ЕЕС-Б спостерігається певний «зсув» максимумів спектральної щільності потужності коливань у напрямі збільшення частоти, тобто «внески» домінантних мод до зазначених коливань відбуваються на дещо вищих частотах. На перший погляд може виникнути деякий сумнів щодо правильності такого висновку, якщо порівняти частоти мод коливань потоків активної потужності ЛЕП 4-100 у разі моделювання ЕЕС-Б та ЕЕС-1р відповідно. Однак, якщо порівняти графічні зображення спектральної щільності потужності таких мод за частотою, то зазначений сумнів зникне: на рис. 3, а, б, в показано такі зображення відповідно для випадків моделювання ЕЕС-Б, ЕЕС-1р та ЕЕС-2р, на яких можна помітити певний «зсув» максимумів спектральної щільності потужності коливань у напрямі зростання частоти (вісь абсцис цифровано в Гц). Наочнішими у цьому аспекті є аналогічні графічні зображення, пов'язані з потоком активної потужності ЛЕП 100-202 (рис. 4, 5), оскільки до обох шин приєднання цієї ЛЕП приєднано і ЛЕП тих частин ЕЕС, що є «розширеннями» ЕЕС-Б, крім того, на шинах 202 моделювали 3-ф.КЗ. Рис. 4 рівною мірою ілюструє результати, отримані у разі моделювання електромеханічних перехідних процесів в ЕЕС-Б та в ЕЕС-1р, оскільки для обох випадків розраховані значення частоти домінантної моди коливань потоку активної потужності ЛЕП 100-202 збігаються (0,9765 Гц), але у разі моделювання електромеханічних перехідних процесів в ЕЕС-2р за тих же умов спостерігається як збільшення максимумів спектральної щільності потужності коливань в околі 0,5859 Гц, так і поява складових, що роблять свої «внески» до коливань потоку активної потужності ЛЕП 100-202 вже на дещо вищих частотах, в околі 2,539 Гц (рис. 5).

Одночасно із зазначеним частотним «зсувом» окремих мод коливань «розширення» ЕЕС вплинули і на протікання електромеханічних перехідних процесів (у порівнянні з відповідними процесами в ЕЕС-Б). Насамперед, це стосується потоків активної потужності ЛЕП, що мають спільні шини приєднання з ЛЕП «розширень» ЕЕС. Покажемо це, використовуючи ті ж самі результати мо-

делювання 3-ф.КЗ на шинах 202, за якими було визначено наявність частотного «зсуву» окремих мод коливань в «розширених» ЕЕС.

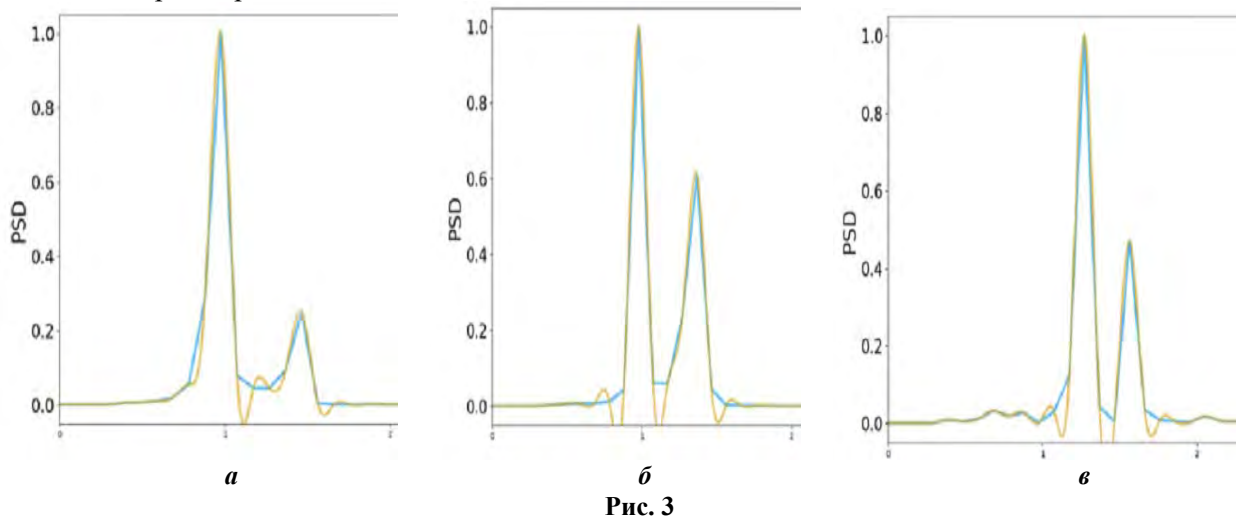


Рис. 3

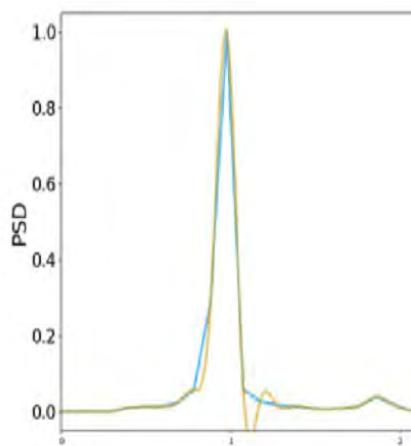


Рис. 4

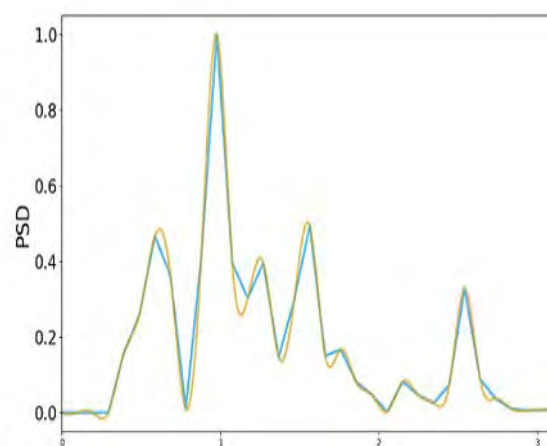


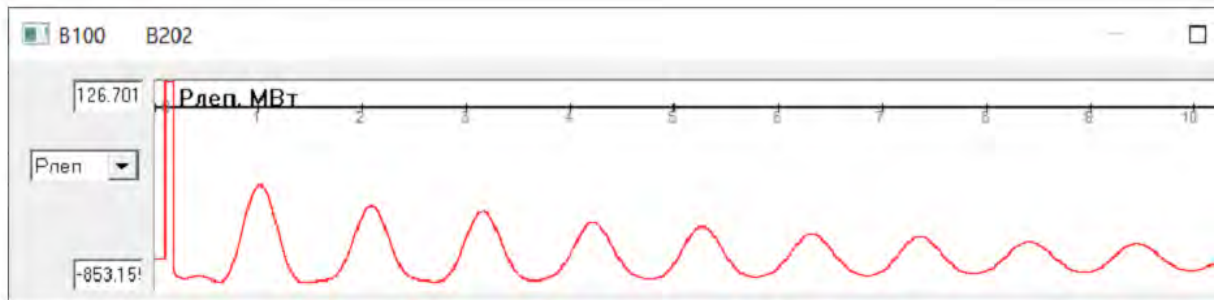
Рис. 5

Розглянемо графіки зміни потоків активної потужності ЛЕП 100-202, 4-100 та 6-100 (ці ЛЕП приєднано до шин 100 та 200, до яких приєднано і ЛЕП «розширень» ЕЕС): на рис. 6, а, 7, а та 8, а відповідно показано зазначені графіки у разі використання моделі ЕЕС-Б, а на рис. 6, б, 7, б, 8, б – у разі використання моделі ЕЕС-2р (у верхньому та нижньому віконцях наведеної форми графічного інтерфейсу вказано екстремальні значення потоку активної потужності [МВт] на часовому інтервалі моделювання, вісь абсцис – вісь часу [с]; «належність» графіка до певної ЛЕП позначено у верхній частині зазначеної форми графічного інтерфейсу номерами шин приєднання ЛЕП, перед кожним з яких знаходиться символ «В»). Початкові значення потоків активної потужності (за усталеного режиму) кожною із трьох зазначених ЛЕП наведено в табл. 2.

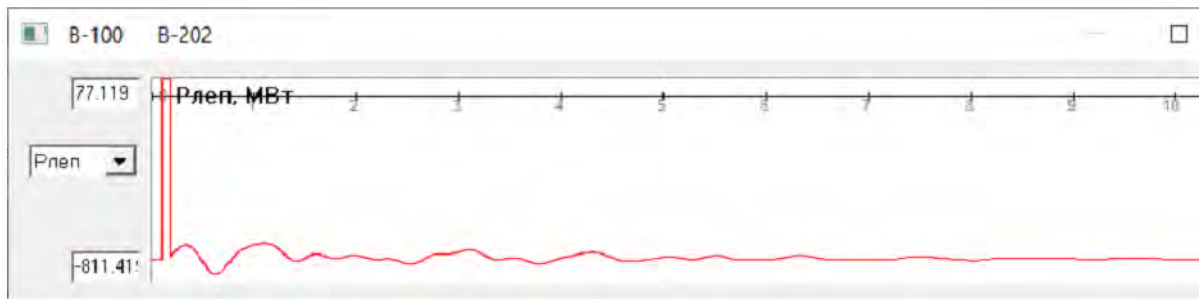
Із результатів аналізу рис. 6–8 випливає, що протікання електромеханічних перехідних процесів в тій частині ЕЕС-2р, що характеризується тією ж номінальною напругою, що і «розширення», відбувається менш інтенсивно? ніж відповідні перехідні процеси в ЕЕС-Б. Загалом це стосується як максимальних відхилень від початкових значень потоків активної потужності ЛЕП, так і інших показників, зокрема тривалості перехідних процесів. Єдиним винятком із загальної картини наведених результатів є максимальне відхилення потоку активної потужності ЛЕП 4-100 від початкового значення в доаварійному режимі: у разі використання моделі ЕЕС-Б воно становить 123,72 МВт, а у разі використання моделі ЕЕС-2р – 157,11 МВт. Усі інші показники перехідних процесів, пов'язані з потоками активної потужності цією та двома іншими ЛЕП, є значно кращими у разі використання моделі ЕЕС-2р, тобто за наявності значної частки сумарної потужності РДГ в структурі генеруючих потужностей ЕЕС та додаткової електричної мережі, де знаходяться зазначені РДГ.

Вплив зазначених «розширень» на динамічні властивості ЕЕС виявляється також за зміною реакції ЕЕС на аварійні збурення режиму ЕЕС. Проілюструємо це, використовуючи 3-ф.КЗ на шинах

202 як аварійне збурення режиму ЕЕС-Б, ЕЕС-1р та ЕЕС-2р. Інтенсивність зазначеного аварійного збурення залежить від його тривалості. Як певний індикатор *надкритичної інтенсивності* збурення було використано факт виникнення асинхронного режиму (АР). Тобто 3-ф.КЗ певної тривалості, внаслідок якого за конкретних структурно-режимних умов виникає АР, називатимемо збуренням *надкритичної інтенсивності* і визначатимемо його у вимірі часу [с] – за тривалістю зазначеного 3-ф.КЗ. Сумарна активна потужність генерування та поточкорозподіл в «базовій» електричній мережі (електричній мережі ЕЕС-Б) практично збігаються з такими в ЕЕС-1р та ЕЕС-2р. Відмінності зазначених трьох ЕЕС стосуються структури генеруючих потужностей та електричних мереж.

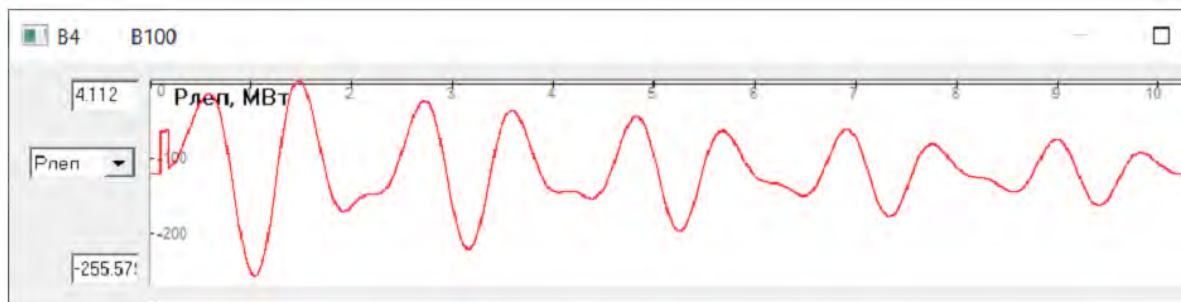


а

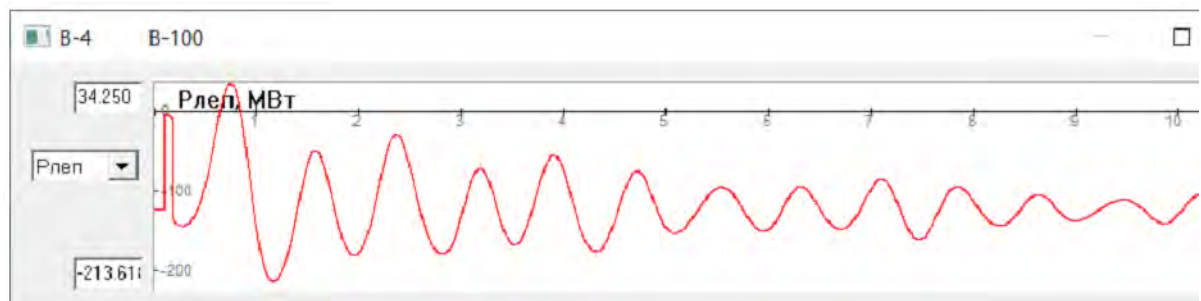


б

Рис. 6



а



б

Рис. 7

Розглянемо окремі результати досліджень, що свідчать про залежність *надкритичної інтенсивності* збурення від зазначених особливостей (відмінностей) ЕЕС. В усіх випадках виникнення 3-

ф.КЗ моделювалося через 0,1с після початку процесу моделювання. Для ЕЕС-Б стала інерції становить $T_{\text{ЕЕС-Б}} = 8.184 \text{ с}$, а визначена внаслідок моделювання *надкритична інтенсивність* збурення складала 0,13 с. Електричний центр хитань виявлено на 1,07 с на ЛЕП 5-8 та на 1,08 с на ЛЕП 100-202 (відповідний протокол з фрагментом процесу моделювання показано на рис. 9). Ці дані порівнюємо з результатами, отриманими внаслідок відповідного моделювання електромеханічних перехідних процесів з використанням моделей ЕЕС-1р та ЕЕС-2р.

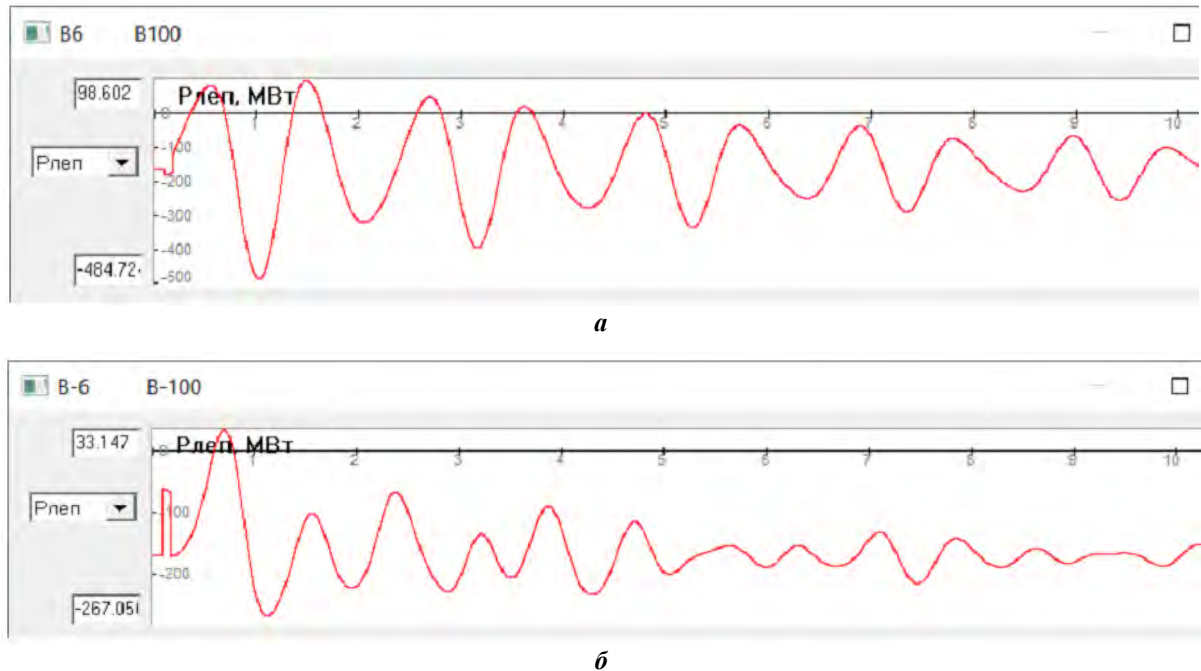


Рис. 8

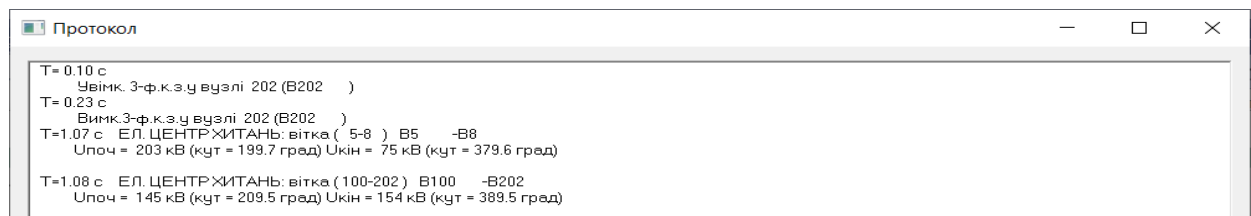


Рис. 9

Для ЕЕС-1р стала інерції становить $T_{\text{ЕЕС-1р}}=7,212 \text{ с}$, а визначена внаслідок моделювання *надкритична інтенсивність* збурення складала 0,16 с. Електричний центр хитань виявлено на 0,86 с на ЛЕП 5-8 та ЛЕП 100-202. У порівнянні з відповідними результатами моделювання ЕЕС-Б, для виникнення АР з електричним центром хитань на тих же ЛЕП знадобилася дещо більша *надкритична інтенсивність* збурення. Ці результати стосуються випадку, коли усі РДГ було враховано моделями відповідних СГ. Якщо ж частину РДГ подати безінерційними джерелами генерування у вигляді незмінної потужності генерування (такими РДГ можна вважати СЕС, враховуючи відповідні експлуатаційні обмеження щодо рівнів напруги), то матимемо дещо інші результати. Для випадку, коли СЕС приєднано до шин 111, 113, 115, 211, 213, 214 (рис. 1), стала інерції ЕЕС-1р вже становитиме $T_{\text{ЕЕС-1р}}=6,931 \text{ с}$, а *надкритична інтенсивність* збурення – 0,18 с; електричний центр хитань виявляється на 0,77 с на ЛЕП 100-202 та на 0,78 с на ЛЕП 5-8. Якщо ж розглянути випадок, коли СЕС приєднано до шин 110, 111, 112, 113, 114, 115, 210, 211, 212, 213, 214, 215 (рис. 1), то у цьому разі стала інерції ЕЕС-1р складає $T_{\text{ЕЕС-1р}}=6,65 \text{ с}$, *надкритична інтенсивність* збурення становить 0,19 с, а електричний центр хитань виявляється на 0,96 с на ЛЕП 5-8 та на 0,98 с на ЛЕП 100-202.

На підставі наведених результатів напрашується висновок, що зі збільшенням частки потужності СЕС зменшується стала інерції СЕС та збільшується *надкритична інтенсивність* збурення, внаслідок якого виникає АР з електричним центром хитань на тих же ЛЕП. Однак такий висновок

був би передчасним і не цілком коректним. Щоб пересвідчитися у цьому, перейдемо до розгляду відповідних результатів моделювання електромеханічних перехідних процесів в ЕЕС-2р.

Для ЕЕС-2р стала інерції становить $T_{\text{ЕЕС-2р}} = 4,348 \text{ с}$, а визначена внаслідок моделювання *надкритична інтенсивність* збурення склала $0,13 \text{ с}$, як і у випадку моделювання ЕЕС-Б, однак електричний центр хитань було виявлено на $6,605 \text{ с}$ не в «базовій» електричній мережі, а в електричній мережі «розширення» на ЛЕП 123-124 та ЛЕП 116-117. Тепер розглянемо випадок, коли СЕС приєднано до шин 111, 113, 115, 211, 213, 214 (рис. 2): стала інерції ЕЕС-2р у цьому разі становить $T_{\text{ЕЕС-2р}} = 4,014 \text{ с}$, *надкритична інтенсивність* збурення збільшується до $0,21 \text{ с}$, а електричний центр хитань виявляється на $2,10 \text{ с}$ на ЛЕП 123-124 та на $2,18 \text{ с}$ на ЛЕП 116-117. Якщо ж збільшити кількість СЕС і розглянути випадок, коли СЕС приєднано до шин 110, 111, 112, 113, 114, 115, 210, 211, 212, 213, 214, 215 (рис. 2), то у цьому разі стала інерції ЕЕС-2р складатиме $T_{\text{ЕЕС-2р}} = 3,681 \text{ с}$, *надкритична інтенсивність* збурення – $0,21 \text{ с}$, а електричний центр хитань послідовно виявляється на $3,74 \text{ с}$ на ЛЕП 123-124, на $3,84 \text{ с}$ – на ЛЕП 116-117 та на $5,75 \text{ с}$ – на ЛЕП 122-123.

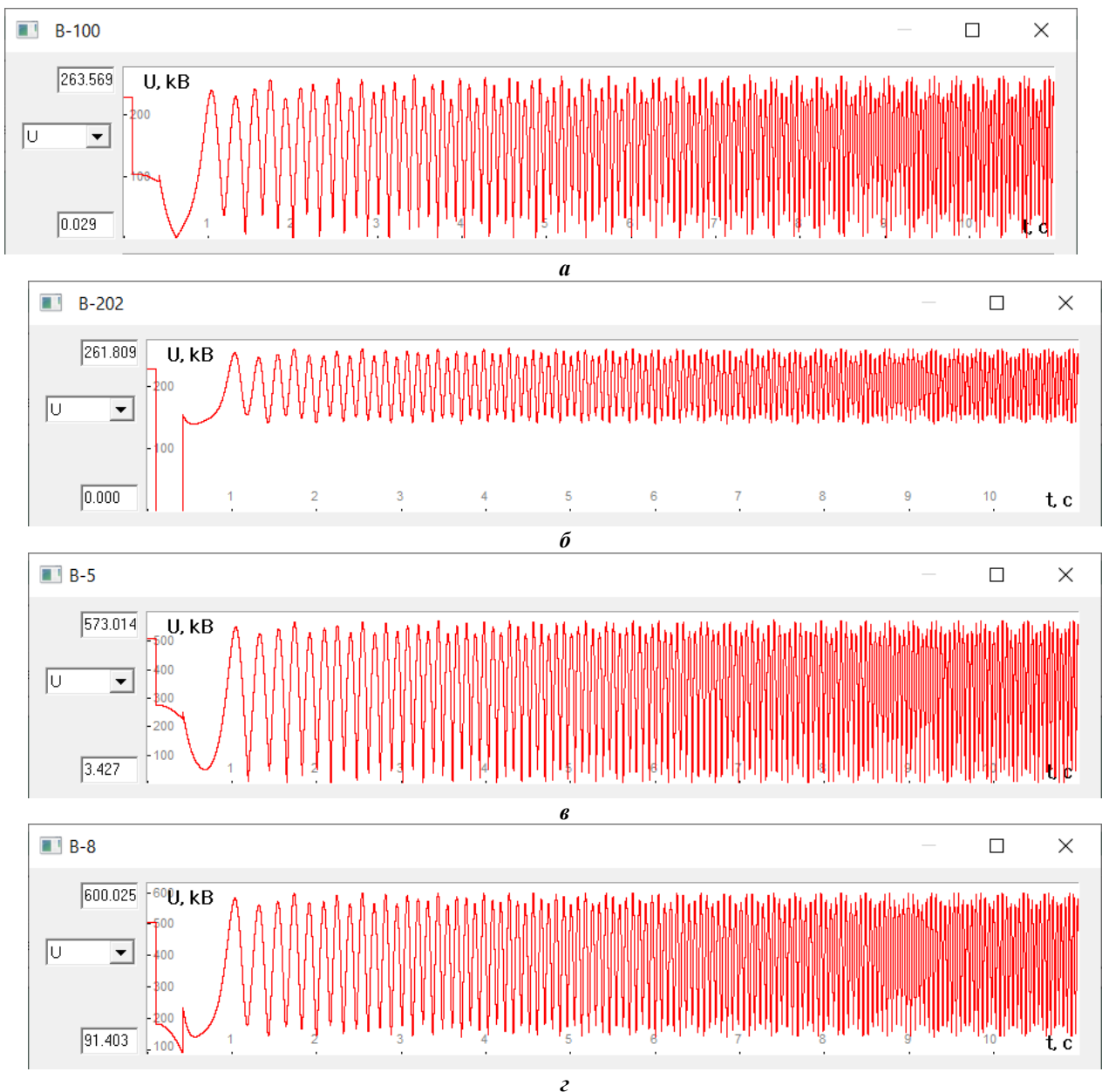


Рис. 10

Ці результати свідчать, що зростання частки потужності СЕС в електричній мережі «розширень» збільшує *надкритичну інтенсивність* збурення у порівнянні з випадком, коли відсутні СЕС, однак

таке збільшення відбувається до певної межі, на яку введення додаткових СЕС нібито вже не впливає. В усіх розглянутих випадках моделювання електромеханічних перехідних процесів в ЕЕС-2р виникає АР, що виявляється в «розширеннях» ЕЕС. Розглянемо окремий сценарій, коли в «розширеннях» ЕЕС-2р відсутні СГ, а всі РДГ – це СЕС. За таких умов стала інерція складає $T_{j\text{ЕЕС-2р}}=2,570$ с, *надкритична інтенсивність* збурення, визначена внаслідок моделювання, становить 0,32 с, а електричний центр хитань знову переміщується в «базову» електричну мережу і виявляється на 0,62 с на ЛЕП 100-202, а на 0,63 с – на ЛЕП 5-8. Графіки зміни напруги на шинах приєднання зазначених ЛЕП показано відповідно на рис. 10, а-г.

Далі аварійний процес набув розвитку: на 1,193 с електричний центр хитань було виявлено на ЛЕП 6-100, на 1,194 с – на ЛЕП 4-100, на 2,004 с – на ЛЕП 100-101, а після 6,44 с його було виявлено і на інших ЛЕП, зокрема на окремих ЛЕП електричної мережі «розширень» ЕЕС-2р.

Результати виконаних досліджень отримано з використанням розроблених цифрових моделей ЕЕС на основі добре відомої з часів колишнього СРСР так званої «6-машинної схеми ЕЕС», яку використовували для зіставлення різних програм, призначених для розрахунків стійкості ЕЕС. Не дивлячись на частковий характер отриманих результатів, зумовлених як особливостями розроблених моделей ЕЕС (насамперед структура генеруючих потужностей, номінальна напруга та конфігурація електричних мереж, зроблені припущення), вважаємо, що є підстави і для певних узагальнюючих **висновків** стосовно характеру впливу структурних трансформацій ЕЕС, подібних відтвореним в ЕЕС-1р та ЕЕС-2р, на їхні динамічні властивості.

Внаслідок структурних змін, яких зазнає ОЕС України в повоєнний період, має суттєво зрости частка РДГ (джерел генерації меншої одиничної потужності) в структурі генеруючих потужностей її «локальних» ЕЕС. Менш інерційні (у більшості випадків) РДГ, зокрема і СЕС, призведуть до зменшення сталої інерції ЕЕС та до певного розширення частотного спектру складових коливань параметрів режиму у напрямі зростання частот, можливий деякий «зсув» у цьому напрямі окремих власних частот ЕЕС.

В тій частині електричних мереж ЕЕС, що набуває розвитку та приєднання РДГ, слід очікувати зменшення амплітуд коливань режимних параметрів та тривалості перехідних процесів, викликаних аварійними збуреннями.

Введення в ЕЕС значних обсягів потужності РДГ впливатиме на перебіг аварійних електромеханічних перехідних процесів, зокрема і на виникнення АР, що потребуватиме додаткового опрацювання питань розрахунку та аналізу режимів, встановлення та налаштування засобів релейного захисту та протиаварійної автоматики.

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

1. Machowski J., Bialek J.W., Bumby J.R. Power system dynamics. Stability and Control. John Wiley&Sons, 2008. 660 p.
2. Ignatius Kema Okakwu, Emmanuel Apoyi Ogunjor. Transient Stability Analysis of the Nigeria 330-kV Transmission Network. *American Journal of Electrical Power and Energy Systems*. 2017. Vol. 6. No 6. Pp. 79-87. DOI: <https://doi.org/10.11648/j.epes.20170606.11>.
3. Kulkarni S.N., Shingare P. A review on power quality challenges in renewable Energy grid integration. *International Journal of Current Engineering and Technology*. 2016. Vol. 6. No 5. URL: https://www.academia.edu/33185249/A_review_on_power_quality_challenges_in_renewable_Energy_grid_integration (accessed date 10.08.2023).
4. Petinrin J.O., Shaaban M. Impact of renewable generation on voltage control in distribution systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2016. Vol. 65. Pp. 770–783. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.06.073>.
5. Liang X. Emerging power quality challenges due to integration of renewable energy sources. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2017. Vol. 53. Issue 2. Pp. 855–866. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2626253>.
6. Ashish Dhamanda, Gajendra Singh Rawat. GA Technique to Solve the Load Frequency and Tie-Line Power Problem of Thermal Generating Unit. *Advances in Networks*. 2019. Vol. 7. No 2. Pp. 51–58. DOI: <https://doi.org/10.11648/j.net.20190702.16>.
7. Буткевич О.Ф., Гурєєва Т.М., Юнєєва Н.Т. Структурна трансформація енергосистем та їхні динамічні властивості. Proceedings of III International Scientific Conference *Electrical and Power Engineering and Electrome-*

chanics (EPEE-2023), June 15, 2023. Odesa, Ukraine, 2023. Pp. 24-25. DOI: <https://doi.org/10.6084/m9.figshare.23624493>

8. Буткевич О.Ф., Г.уреева Т.М., Юнеева Н.Т. Про деякі впливи складу генеруючих потужностей на динамічні властивості енергосистем. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 6. С. 42–51. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.06.042>.

9. Постников И.М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин. М.: Высшая школа, 1975. 319 с.

10. Андерсон П.М., Фуад А.А. Управление энергосистемами и устойчивость. М.: Энергия, 1980. 568 с.

STRUCTURAL CHANGES OF POWER SYSTEMS AND CORRESPONDING CHANGES OF THEIR DYNAMIC PROPERTIES

O.F. Butkevych^{1,2}, T.M. Hurieieva¹, N.T. Yunieieva¹

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

² National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”, Beresteiskyi Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine, e-mail: o.butkevych@gmail.com.

Study results concerning the changes in the power systems (PS) dynamic properties as a result of the electrical networks' development and a significant increase of the share of distributed sources of generation in the structure of generating capacities of the PS are presented. With the use of three developed PS models which corresponded to successive stages of the PS development, as a result of information processing about electromechanical transient processes, the changes in the spectrum of PS natural frequencies as well the changes of the emergency processes' course were revealed. The obtained results make it possible to predict qualitative changes of dynamic properties of the Interconnected Power System of Ukraine at the stages of its post-war recovery and development. References 10, figures 10, tables 3.

Key words: power system, dynamic properties, distributed energy sources, inertia constant, natural frequencies.

1. Machowski J., Bialek J.W., Bumby J.R. Power system dynamics. Stability and Control. John Wiley&Sons, 2008. 660 p.

2. Ignatius Kema Okakwu, Emmanuel Apoyi Ogujor. Transient Stability Analysis of the Nigeria 330-kV Transmission Network. *American Journal of Electrical Power and Energy Systems*. 2017. Vol. 6. No 6. Pp. 79-87. DOI: <https://doi.org/10.11648/j.epes.20170606.11>.

3. Kulkarni S.N., Shingare P. A review on power quality challenges in renewable Energy grid integration. *International Journal of Current Engineering and Technology*. 2016. Vol. 6. No 5. URL: https://www.academia.edu/33185249/A_review_on_power_quality_challenges_in_renewable_Energy_grid_integration (accessed date 10.08.2023).

4. Petinrin J.O., Shaaban M. Impact of renewable generation on voltage control in distribution systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*. 2016. Vol. 65. Pp. 770–783. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.rser.2016.06.073>.

5. Liang X. Emerging power quality challenges due to integration of renewable energy sources. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2017. Vol. 53. Issue 2. Pp. 855–866. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2626253>.

6. Ashish Dhamanda, Gajendra Singh Rawat. GA Technique to Solve the Load Frequency and Tie-Line Power Problem of Thermal Generating Unit. *Advances in Networks*. 2019. Vol. 7. No 2. Pp. 51–58. DOI: <https://doi.org/10.11648/j.net.20190702.16>.

7. Structural transformation of power systems and their dynamic properties. Proceedings of III International Scientific Conference *Electrical and Power Engineering and Electromechanics (EPEE-2023)*, Odesa, Ukraine, 2023. Pp. 24–25. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.6084/m9.figshare.23624493>

8. Butkevych O.F., Hurieieva T.M., Yunieieva N.T. On some influences of the composition of generating capacities on dynamic properties of power systems. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2022. No 6. Pp. 42–51. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.06.042>

9. Postnikov I.M. Generalized theory and transient processes of electrical machines. Moskva: Vysshiaia Shkola, 1975. 319 p. (Rus)

10. Anderson P.M., Fouad A.A. Power system control and stability. Moskva: Energiia, 1980. 568 p. (Rus)

Надійшла 02.09.2023

ВТРАТИ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ, ВИКЛИКАНІ ПЕРЕТОКАМИ ВІДНОВЛЮВАНИХ ДЖЕРЕЛ ЕНЕРГІЇ, В БАЛАНСІ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖ

П.Д. Лежнюк^{*}, докт.техн.наук, І.О. Гунько^{**}, канд.техн.наук, О.І. Козачук^{***}, В.М. Лисий^{****}
Інститут відновлюваної енергетики НАН України,
вул. Гната Хоткевича, 20а, Київ, 02094, Україна.
E-mail: iryna_hunko@ukr.net

Відновлювані джерела енергії (ВДЕ) впливають на техніко-економічні параметри електричних мереж. Зокрема, зі збільшенням кількості електроенергії в балансі ЕЕС, виробленої ВДЕ, актуальним є визначення втрат потужності та електроенергії в електричних мережах, викликаних перетоками електроенергії від ВДЕ. Розроблено метод, алгоритм і програма визначення складової втрат потужності та електроенергії від ВДЕ у сумарних втратах електричних мереж. В основу методу покладено математичну модель електричної мережі для визначення втрат, в якій використовуються коефіцієнти розподілу струмів у вітках схеми від вузлів з ВДЕ та вузлові напруги. В результаті формується матриця коефіцієнтів розподілу втрат потужності у вітках схеми в залежності від потужності у вузлах схеми. Напруги під час формування матриці розподілу втрат визначаються за результатами розрахунку ustalених режимів електричної мережі або за експериментальними даними вимірювання. Показано, що значення втрат електроенергії в електричних мережах, викликаних ВДЕ, можуть використовуватися під час оперативного планування балансу електроенергії в ЕЕС та, оскільки вони є адресними, відповідно може компенсуватися їхня вартість. Бібл. 8, рис. 2.

Ключові слова: електричні мережі, відновлювані джерела енергії, втрати потужності та електроенергії, матриця коефіцієнтів розподілу втрат потужності.

Вступ і постановка задачі. Відновлювані джерела енергії (ВДЕ), зокрема вітрові і фотоелектричні станції (ВЕС і ФЕС), для передачі виробленої електроенергії споживачам, як правило, використовують електричні мережі загального призначення. Тому важливо знати, як вони впливають на техніко-економічні параметри електричних мереж. Це стосується рівнів напруги, завантаження та пропускної спроможності ліній електропередачі (ЛЕП) і трансформаторів, струмів короткого замикання і відповідності їх значенням комутаційних апаратів [1–3]. Окремим завданням є визначення втрат потужності та електроенергії в електричних мережах енергосистеми, які впливають на економічність мереж та ВДЕ, а також на баланс потужності та електроенергії в енергосистемі. Проблема полягає в тому, що втрати в електричних мережах нелінійно залежать від навантаження і генерування у вузлах схеми. Виділити складові із сумарних втрат потужності у вітках схеми мережі можливо тільки за певних допущень і наближень. В практиці різних країн використовується ряд методів, які дають змогу виконувати розрахунок перетоків потужності від кожного окремого генератора або суб'єкта енергетичного об'єднання як з однозначно заданою інформацією, так і з імовірно-статистичним оцінюванням втрат (регресійний аналіз). В залежності від зроблених припущень та наближень всі доступні методи розподілу втрат на передачу потужності можуть бути виокремлені у групи методів, заснованих на пропорційному розподілі, питомих приростах втрат потужності, дольовому розподілі, математичному розбитті формули втрат потужності на складові та використанні методу суперпозиції [4–6].

Метою даної статті є визначення втрат потужності та електроенергії в електричних мережах та окремих її вітках, які викликані окремими ВДЕ та їх групами, методом визначення коефіцієнтів розподілу втрат потужності генерування ВДЕ на основі результатів розрахунку ustalеного режиму мереж.

Коефіцієнти розподілу втрат потужності у вітках електричної мережі. Значення повної потужності на початку та в кінці кожної вітки схеми визначається за формулою [7]

$$\dot{S}_B = \sqrt{3} \cdot \dot{U}_{\Sigma d} \cdot \mathbf{M}_{\Sigma} \cdot \hat{\mathbf{I}}_d, \quad (1)$$

© Лежнюк П.Д., Гунько І.О., Козачук О.І., Лисий В.М., 2023
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-9366-3553>; ** <https://orcid.org/0000-0003-2868-4056>;
*** <https://orcid.org/0000-0001-7143-3530>; **** <https://orcid.org/0009-0007-0211-9100>

де $\dot{\mathbf{U}}_{\Sigma_d}$ – діагональна матриця напруги у вузлах, включаючи й балансувальні; \mathbf{M}_{Σ} – матриця з'єднань віток у вузлах, включаючи й балансувальні; $\hat{\mathbf{I}}_d$ – діагональна матриця струмів у вітках схеми (тут і далі знак $\hat{}$ означає, що матриця або вектор є спряжений).

Помноживши зліва вираз (1) на одиничний транспонований вектор \mathbf{n}_t , отримаємо транспонований вектор втрат потужності у вітках схеми

$$\Delta \dot{\mathbf{S}}_{Bt} = \sqrt{3} \cdot \mathbf{n}_t \dot{\mathbf{U}}_{\Sigma_d} \cdot \mathbf{M}_{\Sigma} \hat{\mathbf{I}}_d,$$

або з врахуванням того, що $\mathbf{n}_t \dot{\mathbf{U}}_{\Sigma_d} = \dot{\mathbf{U}}_t$,

$$\Delta \dot{\mathbf{S}}_{Bt} = \sqrt{3} \dot{\mathbf{U}}_t \mathbf{M}_{\Sigma} \hat{\mathbf{I}}_d, \quad (2)$$

де $\dot{\mathbf{U}}_t$ – транспонований вектор напруги у вузлах, включаючи і балансувальні (тут і далі індекс “ t ” означає, що матриця або вектор є транспонованими).

З (2) видно, що втрати в i -й вітці схеми визначаються за виразом

$$\Delta \dot{S}_{Bi} = \sqrt{3} (\dot{\mathbf{U}}_t \mathbf{M}_{\Sigma_i}) \hat{I}_i, \quad (3)$$

де \mathbf{M}_{Σ_i} – вектор-стовпець матриці з'єднань віток у вузлах \mathbf{M}_{Σ} ; \hat{I}_i – струм в i -й вітці, який може бути визначений через струми у вузлах

$$\hat{I}_i = \mathbf{C}_i \dot{\mathbf{J}}_{\Sigma}, \quad (4)$$

де $\dot{\mathbf{C}}_i$ – i -й вектор-рядок матриці розподілу струмів у вузлах $\dot{\mathbf{J}}_{\Sigma}$ по вітках схеми.

Матриця струморозподілу розраховується методом одиничних струмів або за відомою формулою [7]

$$\mathbf{C} = \mathbf{z}_b^{-1} \mathbf{M}_{\Sigma t} (\mathbf{M}_{\Sigma} \mathbf{z}_b^{-1} \mathbf{M}_{\Sigma t})^{-1}, \quad (5)$$

де \mathbf{z}_b – діагональна матриця комплексних опорів віток схеми електричної мережі.

Якщо схема і параметри електричних мереж ЕЕС є відносно незмінними, то застосування методу визначення струмів у вітках за допомогою матриці струморозподілу \mathbf{C} є доцільнішим.

З врахуванням (4) і (5) вираз (3) переписеться у вигляді

$$\Delta \dot{S}_{Bi} = \sqrt{3} (\dot{\mathbf{U}}_t \mathbf{M}_{\Sigma_i}) \hat{\mathbf{C}}_i \hat{\mathbf{J}}_{\Sigma}, \quad (6)$$

З врахуванням того, що

$$\hat{\mathbf{J}}_{\Sigma} = \frac{1}{\sqrt{3}} \dot{\mathbf{U}}_{\Sigma_d}^{-1} \dot{\mathbf{S}}_{\Sigma},$$

(6) набуває вигляду

$$\Delta \dot{S}_{Bi} = (\dot{\mathbf{U}}_t \mathbf{M}_{\Sigma_i}) \hat{\mathbf{C}}_i \dot{\mathbf{U}}_{\Sigma_d}^{-1} \dot{\mathbf{S}}_{\Sigma}, \quad (7)$$

де $\dot{\mathbf{S}}_{\Sigma}$ – вектор навантажень і генерувань ВДЕ у вузлах, включаючи і балансувальні.

Позначимо в (7)

$$\dot{\mathbf{V}}_i = (\dot{\mathbf{U}}_t \mathbf{M}_{\Sigma_i}) \hat{\mathbf{C}}_i \dot{\mathbf{U}}_d^{-1}, \quad (8)$$

де $\dot{\mathbf{U}}_d$ – діагональна матриця напруги у вузлах без балансувальних вузлів.

Вектор-рядок $\dot{\mathbf{V}}_i$ складається з коефіцієнтів, які показують, яку частку в сумарних втратах i -тої вітки визиває протікання по ній потужності від кожного вузла. З врахуванням (8) вираз (7) втрат потужності в i -й вітці переписеться

$$\Delta \dot{S}_{Bi} = \dot{\mathbf{V}}_i \dot{\mathbf{S}}_{\Sigma}. \quad (9)$$

Відповідно вектор сумарних втрат у вітках електричної мережі запишеться як

$$\Delta \dot{\mathbf{S}}_B = \dot{\mathbf{V}} \cdot \dot{\mathbf{S}}_{\Sigma}, \quad (10)$$

де $\dot{\mathbf{V}}$ – матриця коефіцієнтів розподілу втрат потужності у вітках схеми в залежності від потужності у вузлах схеми, кожний рядок якої складається з (8).

Зауважимо, що коефіцієнти розподілу втрат залежать від параметрів схеми, які за певних допущень вважаються постійними, а також від значень напруги у вузлах, які обумовлені навантаженням і генеруванням у вузлах схеми. Таким чином, нелінійність залежності втрат від параметрів режиму зберігається. Визначення коефіцієнтів матриці $\dot{\mathbf{V}}$ через поточні значення

вузлових напруг по суті означає перехід до лінійаризованої моделі нормального режиму електричної мережі за фіксованих потужностях та напругах у вузлах.

Втрати потужності й електроенергії від потоків ВДЕ. Визначаючи втрати потужності та електроенергії в електричній мережі від ВДЕ, доводиться враховувати особливість роботи ВДЕ в ЕЕС та їх нестале генерування. Причому їхня потужність через залежність від природних умов протягом доби змінюється в досить широкому діапазоні – від нуля до установленної потужності. ФЕС працює тільки в світловий час доби і то за нерівномірним графіком. Потужність ВЕС залежить від сили вітрового потоку, який також весь час змінюється (див. рис. 1, на якому показано приклади добових графіків фактичного та прогнозованого генерування ВЕС). Отже втрати потужності та електроенергії, які викликаються в електричних мережах від потоків електроенергії від ФЕС і ВЕС, також змінюються.

Разом з визначенням значення і походження електроенергії у вітках схеми, що розраховується за (1), втрати потужності у заданій вітці (вітках) електричної мережі від протікання в ній електроенергії ВДЕ визначається за допомогою (9). Для цього розраховується вектор-рядок \mathbf{V}_i матриці розподілу втрат \mathbf{V} з уточненням напруг у вузлах відповідно до значень потужностей у цих же вузлах мережі і визначаються складові втрат потужності.

Окремо від потужності навантаження і потужності генерування

$$\Delta \dot{S}_{vi} = \dot{\mathbf{V}}_i \dot{\mathbf{S}}_{\Sigma} = \sum_{i \in \theta_H} v_i s_i + \sum_{j \in \theta_{ВД}} v_j s_j, \quad (11)$$

де v – елементи вектор-рядка $\dot{\mathbf{V}}_i$; s – елементи вектора потужностей вузлів $\dot{\mathbf{S}}_{\Sigma}$; θ_H і $\theta_{ВД}$ – масиви вузлів відповідно навантажень і ВДЕ.

Список вузлів з ВДЕ $\theta_{ВД}$ може складатися з одного або декількох вузлів в залежності від того, коли втрати у вітці визначаються від одного ВДЕ або їх групи.

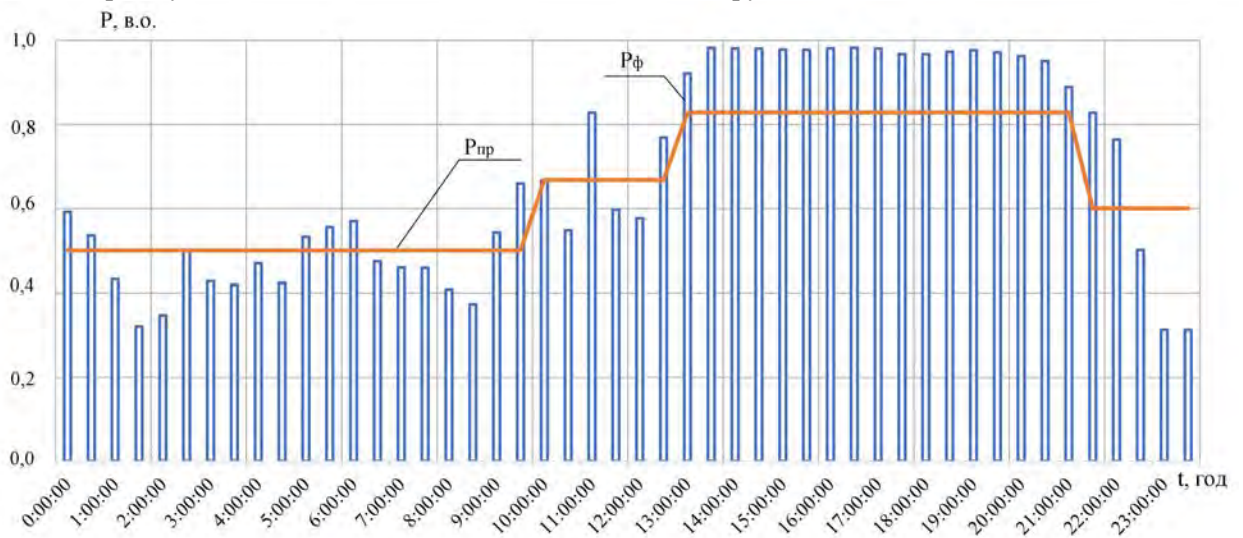


Рис. 1

Втрати електроенергії є сумою втрат потужності у всіх режимах мережі за розрахунковий період T

$$\Delta W = \int_0^T \Delta P(t) dt \quad (12)$$

$$\text{або } \Delta W \approx \sum_{i=1}^n \Delta P_i \cdot \Delta t_i, \quad (13)$$

де $\Delta P(t)$ – графік зміни втрат потужності протягом часу T ; ΔP_i – втрати потужності, які приймаються постійними протягом часу Δt_i ; n – кількість інтервалів, на які розбито графік зміни втрат $\Delta P(t)$ (якщо $\Delta t_i = \Delta t = \text{const}$, то $n = T / \Delta t$).

Якою з формул (12) чи (13) користуватися, залежить від постановки задачі та інформаційного забезпечення. Виходимо з того, що вирішується задача балансування електроенергії в режимах ЕЕС

на наступний день і наявні телевимірювання у всіх вузлах електричних мереж. В цьому випадку прогноуються і є відомими графіки генерування ВДЕ $\dot{S}_{ВД}(t)$, а також за даними автоматизованої системи комерційного обліку електроенергії (АСКОЕ) відомі фактичні значення виробленої ВДЕ електроенергії на інтервалах часу Δt .

Значення $\Delta P(t)$ визначаються за графіками прогнозу потужностей $P(t)$ і $Q(t)$ у вузлах з ВДЕ. Наприклад, для i -ої ВЕС (рис. 1)

$$\Delta W_{ВДi}^{np} = \int_{t_0}^{t_k} \Delta P_{ВДi}^{np}(t) dt. \quad (14)$$

Якщо йдеться про групу ВДЕ, то $\Delta W_{ВД}^{np} = \sum_{i \in \theta_{ВД}} \Delta W_{ВДi}^{np}$, де $\theta_{ВД}$ – множина ВДЕ.

Фактичні значення втрат електроенергії для цієї ж ВЕС визначаються як

$$\Delta W_{ВДi}^{\phi} = \sum_{i=1}^n \Delta P_{ВДi}^{\phi} \Delta t. \quad (15)$$

Значення фактичних втрат електроенергії групи ВДЕ $\Delta W_{ВД}^{\phi} = \sum_{i \in \theta_{ВД}} \Delta W_{ВДi}^{\phi}$.

Якщо прогнозні і фактичні значення втрат електроенергії приведені до однакового періоду часу, то визначається похибка прогнозування втрат електроенергії під час балансування режиму ЕЕС:

$$\delta = \frac{\Delta W_{ВД}^{np} - \Delta W_{ВД}^{\phi}}{\Delta W_{ВД}^{np}} 100\%. \quad (16)$$

Відповідно до значення похибки δ розраховується додаткова потужність до потужності заміщення втрат від ВДЕ маневреними потужностями ЕЕС або накопичувачами електроенергії [8]. В результаті також покращується прогноз генерування i -ої ВДЕ тим, що до прогнозного значення потужності P_{np} додається відповідне значення $\Delta P_{ВДi}^{np}$.

Ефективність розробленого методу оцінки втрат потужності в електричних мережах, викликаних генеруванням ВДЕ, покажемо на прикладі електричної мережі 110 кВ, схему якої наведено на рис. 2. Опори віток, навантаження і генерування показано на схемі. Балансуючим вузлом є вузол №1, ВДЕ знаходиться у вузлі 6. Контрольний розрахунок усталеного режиму для максимуму генерування ФЕС (о 13.00 години) виконано програмою PowerFactory 15.1. За результатами розрахунку усталеного режиму сумарні втрати потужності в електричній мережі становлять $\Delta S = 3,15 + j2,8$ МВА, значення модулів і фаз напруги у вузлах показано на схемі рис. 2.

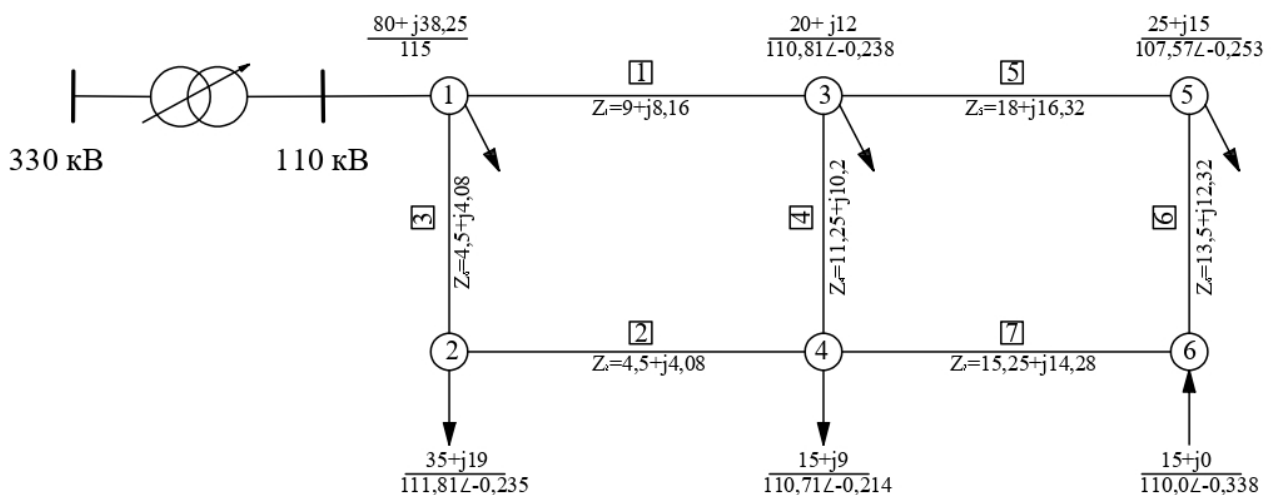


Рис. 2

Використовуючи значення розрахованих напруг вузлів, у відповідності до (8) розраховуємо матрицю коефіцієнтів розподілу втрат потужності V

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} 0,00624 + j0,00071 & 0,02531 + j0,00288 & 0,0126 + j0,00143 & 0,02108 + j0,0024 & 0,01697 + j0,00179 \\ -0,00163 + j0,00006 & 0,0033 - j0,00012 & 0,00664 - j0,00025 & 0,0047 - j0,00017 & 0,00556 - j0,00025 \\ 0,02386 + j0,00352 & 0,00959 + j0,00141 & 0,0193 + j0,00284 & 0,01368 + j0,00202 & 0,01619 + j0,00225 \\ 0,00012 - j0,00006 & -0,00024 + j0,00011 & 0,00024 - j0,00011 & -0,00006 + j0,00003 & 0,00008 - j0,00004 \\ 0,00092 + j0,00001 & -0,00186 - j0,00002 & 0,00186 + j0,00002 & 0,01813 + j0,00016 & 0,01041 + j0,0 \\ -0,00069 - j0,00027 & 0,0014 + j0,00054 & -0,0014 - j0,00054 & 0,00893 + j0,00347 & -0,00785 - j0,00297 \\ -0,0002 + j0,00025 & 0,00041 - j0,0005 & -0,00041 + j0,0005 & 0,00259 - j0,00319 & 0,00409 - j0,00512 \end{bmatrix}$$

Відповідно до розробленого методу втрати у вітках мережі від навантажень у вузлах визначаються за формулою (10)

$$\Delta S_{\mathbf{B}} = \dot{\mathbf{V}} \mathbf{S} = \begin{matrix} & \begin{matrix} 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \\ 6 \\ 7 \end{matrix} & \left| \begin{array}{l} 0,2049 + j0,1434 + 0,4716 + j0,3612 + 0,1762 + j0,1349 + 0,4908 + j0,3762 - \mathbf{0,2545} - j\mathbf{0,0268} \\ -0,0584 - j0,0289 + 0,0674 + j0,0372 + 0,1018 + j0,056 + 0,1202 + j0,0663 - \mathbf{0,0834} + j\mathbf{0,0038} \\ 0,7683 + j0,5765 + 0,1749 + j0,1434 + 0,2639 + j0,2162 + 0,3117 + j0,2558 - \mathbf{0,2428} - j\mathbf{0,0338} \\ 0,0053 + j0,0003 - 0,0062 - j0,0007 + 0,0046 + j0,0005 - 0,0019 - j0,0002 - \mathbf{0,0012} + j\mathbf{0,0006} \\ 0,0322 + j0,0178 - 0,0371 - j0,0227 + 0,0278 + j0,017 + 0,4508 + j0,276 - \mathbf{0,1562} - j\mathbf{0,0001} \\ -0,0192 - j0,0226 + 0,0215 + j0,0277 - 0,0161 - j0,0208 + 0,1713 + j0,2208 + \mathbf{0,1177} + j\mathbf{0,0446} \\ -0,0117 + j0,0049 + 0,0141 - j0,0051 - 0,0106 + j0,0039 + 0,1127 - j0,041 - \mathbf{0,0613} + j\mathbf{0,0769} \end{array} \right. \end{matrix} \text{ MVA.} \quad (17)$$

Втрати в цілому по електричній мережі складають $\Delta S_{\Sigma} = 3,15 + j2,8$ MVA, що співпадає з результатами, отриманими за допомогою програми PowerFactory 15.1. А саме, згідно (11) втрати активної потужності у вітках 1–7 схеми від навантаження вузлів 2–5 будуть $0,9214 + 0,7062 + 0,5476 + 1,6556 \approx 3,831$ МВт. Втрати в мережі від генерування ВДЕ у вузлі 6 відповідно будуть $-0,682$ МВт (в (17) втрати від ВДЕ у вітках виділено жирним шрифтом). Тобто, в цьому прикладі під'єднання ВДЕ до електричної мережі зменшує втрати, викликані навантаженням: $\Delta P = 3,831 - 0,682 \approx 3,15$ МВт. Це той випадок, коли від встановлення ВДЕ в електричній мережі спостерігається позитивний ефект щодо зменшення в ній сумарних втрат. Досягається він за рахунок перерозподілу потоків потужності між джерелами електроенергії у вузлах 1 і 6. В даному випадку, коли місце під'єднання ВДЕ не змінюється, то вплив ВДЕ на втрати в мережі, викликані навантаженням, залежать тільки від їх значення. Наприклад, якщо навантаження в мережі рис. 2 зменшиться на 50%, а генерування у вузлі 6 залишиться таким же, то вплив генерування ВДЕ на втрати в мережі, викликані навантаженням, складе $-0,187$ МВт. За тих же умов, якщо навантаження в мережі зменшиться до 25%, то вплив від генерування ВДЕ вже поміняє знак і складатиме $0,038$ МВт.

Висновки. Застосування розробленого методу визначення втрат потужності та електроенергії в електричних мережах та окремих її вітках, які викликані окремими ВДЕ та їх групами, дає можливість в реальному часі оцінювати і враховувати вплив ВДЕ на баланс електроенергії в ЕЕС. В основу методу покладено математичну модель електричної мережі для визначення втрат, в якій використовуються коефіцієнти розподілу струмів у вітках схеми від вузлів з ВДЕ та поточні значення напруг вузлів схеми, що дає змогу отримати матрицю коефіцієнтів розподілу втрат потужності у вітках схеми в залежності від потужності ВДЕ у вузлах. Значення втрат електроенергії в електричних мережах, викликаних ВДЕ, можуть використовуватися під час оперативного планування балансу електроенергії в ЕЕС. Оскільки ці втрати є адресними, то їхня вартість може відповідно компенсуватися.

1. Mladenov V., Chobanov V., Georgiev A. Impact of Renewable Energy Sources on Power System Flexibility Requirements. *Energies*. 2021. 14(10):2813. DOI: <https://doi.org/10.3390/en14102813>.

2. Lezhniuk P., Komar K., Rubanenko O., Ostra N. The sensitivity of the process of optimal decisions making in electrical networks with renewable energy sources. *Przeglad Elektrotechniczny*. 2020. No 10. Pp. 32-38. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2020.10.05>.

3. Tanveer F., Dongdong Z. Renewable energy integration/techno-economic feasibility analysis, cost/benefit impact on islanded and grid-connected operations: case study. *Renewable Energy*. 2021. Vol. 180. Pp. 83-108. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2021.08.041>
4. Conejo J., Arroyo J., Alguacil N., Guijarro A. Transmission loss allocation: a comparison of different practical algorithms. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2002. Vol. 17. Pp. 571-576. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2002.800894>
5. Ahmed K., Karthikeyan S., Rao M. Proportional generation and proportional load based transmission loss allocation considering reactive power demand in restructured environment. *TENCON 2017 - 2017 IEEE Region 10 Conference*. Penang, Malaysia, 05-08 November 2017. Pp. 992-997. DOI: <https://doi.org/10.1109/TENCON.2017.8228002>.
6. Chintada S., Abbagouni S., Kumar H. Investigation on Loss Allocation in Distribution Network with Distributed Generation. 2nd International Conference on *Emerging Frontiers in Electrical and Electronic Technologies (ICEFEET)*, Patna, India, 24-25 June 2022. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEFEET51821.2022.9848212>.
7. Lezhniuk P., Burykin O., Malogulko Y. Distributed energy sources in the local electrical systems. LAP LAMBERT Academic Publishing, 2018. 140 p.
8. Smolarz A., Lezhniuk P., Kudrya S., Komar V., Lysiak V., Hunko I., Amirgaliyeva S., Smailova S., Orazbekov Zh. Increasing Technical Efficiency of Renewable Energy Sources in Power Systems. *Energies*. 2023. Vol. 16(6). 2828. 16 p. DOI: <https://doi.org/10.3390/en16062828>.

LOSSES OF ELECTRICITY CAUSED BY FLOWS OF RENEWABLE ENERGY SOURCES IN THE BALANCE OF ELECTRICAL GRIDS

P.D. Lezhniuk, I.O. Hunko, O.I. Kozachuk, V.M. Lysyi
The Institute of Renewable energy of the National Academy of Sciences of Ukraine,
St. Hnata Khotkevycha, 20a, Kyiv, 02094, Ukraine.
E-mail: irvna_hunko@ukr.net.

Renewable energy sources (RES) affect the technical and economic parameters of electrical grids. In particular, with the increase in the amount of electricity in the EPS balance produced by RES, it is relevant to determine the power and electricity losses in electric grids caused by flows of electricity from RES. The method, algorithm and program for determining the component of power and electricity losses from RES in the total losses of electrical grids have been developed. The basis of the method is a mathematical model of the electrical grid for determining losses, which uses the current distribution coefficients in the circuits of the circuits from RES nodes and node voltages. As a result, a matrix of power loss distribution coefficients is formed in the branches of the circuit depending on the power in the nodes of the circuit. The voltages during the formation of the loss distribution matrix are determined based on the results of the calculation of steady-state modes of the electrical network or according to experimental measurement data. It is shown that the values of electricity losses in electrical grids caused by RES can be used during the operational planning of the electricity balance in the EPS and, since they are addressable, their cost can be compensated accordingly. References 8, figures 2.

Key words: electrical grids, renewable energy sources, power and electricity losses, matrix of power losses distribution coefficients.

Надійшла 19.10.2023
Остаточний варіант 30.10.2023

ФОРМУВАННЯ ГРАФІКА ПРОПОЗИЦІЇ ГЕС ДЛЯ РИНКУ «НА ДОБУ НАПЕРЕД» МЕТОДАМИ УМОВНОЇ ОПТИМІЗАЦІЇ ЗІ ШТРАФНИМИ ФУНКЦІЯМИ

Є.В. Парус^{1*}, канд. техн. наук, І.В. Блінов^{1**}, докт. техн. наук, Д.О. Олефір^{2***}

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: paruseugene@gmail.com; blinovihor@gmail.com.

² ПАТ «Центренерго»,
вул. Рудиківська, 49, Козин, Київська область, 08711, Україна,
e-mail: olefir.do@gmail.com.

Наведено математичні моделі для формування графіка пропозиції електричної енергії від ГЕС на торги у сегменті ринку «на добу наперед». Описано постановку завдання формування графіка пропозиції як задачі оптимального використання наявних гідроресурсів для виробництва електричної енергії на ГЕС. Обґрунтовано потребу виконання двоетапної оптимізації за цінними та неціновими критеріями. Запропоновано враховувати нецінові критерії за допомогою штрафних функцій у цільовій функції оптимізації за цінними критеріями. Наведено систему основних технологічних обмежень, а також рівнянь контролю і коригування рівня заповнення водосховища. Представлено результати практичних розрахунків для обох варіантів оптимізації. Бібл. 6, рис. 3.

Ключові слова: ринок електричної енергії, оптимізація, гідроелектростанція, ринок «на добу наперед», водосховище.

Вступ. У структурі виробничих потужностей ОЕС України гідроелектростанції (ГЕС) відіграють важливу роль основного постачальника послуги відновлення частоти [1]. При цьому ГЕС також нерідко отримують аварійні диспетчерські команди на подолання критичних дисбалансів виробництва/споживання електричної енергії в ОЕС України. В результаті фактичні графіки завантаження генераторів ГЕС зазвичай суттєво відхиляються від планових значень. До відхилень графіків завантаження генераторів ГЕС від планових значень також призводить активація послуг регулювання режиму ОЕС України в обсягах менших за попередньо зарезервовані для цих потреб. Ці та ряд інших чинників (зокрема відхилення фактичних обсягів водокористування від прогнозованих значень) призводять до відхилень між плановими та фактичними обсягами витрат гідроресурсів. Тому у процесі планування добових графіків завантаження ГЕС регулярно виникає потреба у коригуванні добових обсягів витрат гідроресурсів для приведення рівня заповнення водосховища до планових показників та з огляду на потреби підтримки екологічних норм та безперервності водозабезпечення населення водою належної якості (для водосховищ Дніпровського каскаду ГЕС такі норми визначені у [2]).

В [3] наведено математичну модель оптимізації гідроресурсів для каскаду ГЕС по сезонам чи місяцям року. Дана модель дає змогу також коригувати плани відпуску електричної енергії для різних проміжків розрахункового періоду за відхилень балансів гідроресурсів по каскаду ГЕС від попередньо запланованих значень. Проте, для підготовки пропозиції електричної енергії від ГЕС на торги в сегменті ринку «на добу наперед» (РДН) необхідно додатково враховувати вже укладені в інших ринкових сегментах угоди. Зокрема слід враховувати обов'язковий рівень завантаження генераторів ГЕС для відпуску вже проданої у сегменті двосторонніх договорів електричної енергії. Крім того, необхідно також враховувати резервування виробничих потужностей ГЕС за укладеними на ринку допоміжних послуг угодами.

Метою статті є побудова математичної моделі оптимізації добових витрат гідроресурсів ГЕС під час планування пропозиції електричної енергії на торги у сегменті ринку «на добу наперед».

© Парус Є.В., Блінов І.В., Олефір Д.О., 2023

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0001-9087-3902>; ** <https://orcid.org/0000-0001-8010-5301>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-1154-6127>

Постановка задачі формування пропозиції електричної енергії від ГЕС на торги РДН.

Побудова математичної моделі задачі формування оптимального графіка пропозиції електричної енергії на торги у сегменті РДН ґрунтується на формалізованому описі таких об'єктів, як: русло ріки, водосховище, ГЕС, електричний зв'язок з ОЕС України та сегменти ринку електричної енергії. На рис. 1 показано складові задачі формування оптимальної пропозиції електричної енергії на РДН.

Баланс використання гідроресурсів формується за наступним ланцюгом: обсяги вхідного потоку води по руслу ріки протягом розрахункової доби, баланси заповнення водосховища протягом розрахункової доби, обсяги вихідного потоку води по руслу ріки протягом розрахункової доби.

Для ГЕС верхнього ступеню каскаду обсяги вхідного потоку води по руслу ріки визначаються за результатами прогнозів водного балансу ріки і в розрахунках вважаються незмінними. Для ГЕС нижчих ступенів каскаду формуються додаткові рівняння балансів, де вхідний потік води прирівнюється до суми обсягів додаткового притоку води, відбору води на господарські потреби (незмінні у розрахунках значення, отримані за результатами прогнозів водного балансу ріки) між двома ступенями каскаду ГЕС та обсягом вихідного потоку від ГЕС верхнього ступеню каскаду (визначається за результатами розв'язання задачі оптимізації). Баланси рівнів заповнення водосховища протягом розрахункової доби формуються з метою контролю за дотриманням вимог обмежень максимального та мінімального рівня заповнення. Обсяги вихідного потоку води прирівнюються до обсягів гідроресурсів, які використовуються для виробництва електричної енергії. Холостий скид води в межах даної публікації вважається аварійним (чи позаплановим) режимом і не враховується. Проте, за потреби, не складно доповнити рівняння балансу гідроресурсів і цією змінною. Для обсягів вихідного потоку води встановлюється обмеження мінімального обсягу, яке визначається вимогами санітарного стоку води по руслу ріки.

Технічні та економічні характеристики гідроагрегатів ГЕС в задачі оптимізації подаються у формі єдиного еквівалентного генератора електростанції. Узагальнення виробничих потужностей ГЕС до еквівалентного генератора зумовлене теоретично нескінченною кількістю варіантів завантаження однотипних гідроагрегатів при реалізації сумарного для електростанції графіка відпуску електричної енергії, що створюватиме проблеми пошуку оптимального рішення. У подальшому (за результатами продажу електричної енергії на РДН) рівні завантаження окремих генераторів визначаються розв'язанням окремої задачі пошуку способів реалізації планового графіка завантаження електростанції. Для еквівалентного генератора електростанції визначаються обсяги сумарного мінімального та сумарного максимального відпуску електричної енергії, а також економічні витрати, пов'язані із виробництвом електричної енергії. Незмінна у задачі планування добового графіка відпуску електричної енергії складова загальностанційних витрат не враховується.

Добовий графік відпуску електричної енергії для ГЕС формується за результатами продажу електричної енергії у ринкових сегментах. При цьому слід зважати, що в Україні в усіх ринкових сегментах укладаються угоди з купівлі/продажу погодинних обсягів електричної енергії. Тому під час планування пропозиції електричної енергії у сегменті РДН виникає потреба формувати погодинні баланси притоку, накопичення у водосховищі та витрати гідроресурсів. Додатково до погодинних балансів формується рівняння добового балансу гідроресурсів, яким узгоджується планове на розрахункову добу коригування рівня заповнення водосховища.

Коливання значень погодинних граничних цін у сегментах ринку електричної енергії України в цілому узгоджується із добовим циклом обсягів погодинного електроспоживання ОЕС України: максимальні значення ринкових цін встановлюються у години ранкового та вечірнього піків електроспоживання, а мінімальні значення – у години нічного мінімуму електроспоживання. Для

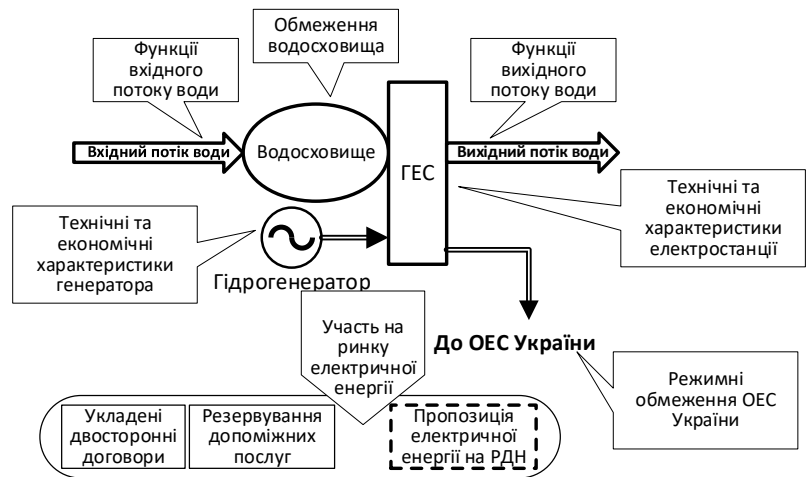


Рис. 1

ПрАТ «Укргідроенерго» основна ціль формування добового графіка пропозиції електричної енергії на торги РДН полягає в максимізації вигоди від продажу електричної енергії за дотримання всіх технологічних обмежень. Тому цільова функція задачі формування добового графіка пропозиції електричної енергії на торги РДН має передусім визначати пошук максимальної вигоди шляхом оптимізації погодинних обсягів продажу електричної енергії.

Під час розв'язання задачі формування добового графіка пропозиції електричної енергії у сегменті РДН враховуються також обсяги електричної енергії, вже проданої в інших ринкових сегментах. Оскільки вартість електричної енергії за вже укладеними угодами є незмінною, ця складова вигоди ГЕС не враховується у цільовій функції. Натомість обсяги погодинної генерації електричної енергії на виконання вже укладених угод враховуються в обмеженнях мінімального та максимального рівнів погодинних завантажень еквівалентного генератора ГЕС. Крім того, погодинні обсяги гідроресурсів, необхідні для забезпечення обсягів генерації електричної енергії на виконання вже укладених угод, слід враховувати у рівняннях погодинних балансів гідроресурсів.

Формалізація цілей задачі формування пропозиції електричної енергії від ГЕС на РДН.

Основною ціллю задачі формування добового графіка пропозиції електричної енергії на торги у сегменті РДН є максимізація вигоди від продажу погодинних обсягів електричної енергії

$$\sum_{h=1}^{24} B_h^{\text{ГЕС}} = \sum_{h=1}^{24} C_{\text{виг},h}^{\text{ГЕС}} \cdot V_{\text{проп},h}^{\text{ГЕС}} \rightarrow \max, \quad (1)$$

де $B_h^{\text{ГЕС}}$ – погодинна вигода від продажу електричної енергії (€); $V_{\text{проп},h}^{\text{ГЕС}}$ – погодинний обсяг відпуску електричної енергії на торгах РДН (МВт·год); $C_{\text{виг},h}^{\text{ГЕС}}$ – приведена погодинна вигода від продажу електричної енергії на торгах РДН (€/МВт·год).

Значення приведеної погодинної вигоди розраховується як

$$C_{\text{виг},h}^{\text{ГЕС}} = C_h^{\text{РДН}} - C_{\text{витр},h}^{\text{ГЕС}},$$

де $C_h^{\text{РДН}}$ – прогнозована ринкова ціна у сегменті РДН на годину доби h ; $C_{\text{витр},h}^{\text{ГЕС}}$ – приведені витрати на виробництво електричної енергії.

Задля збереження лінійності (1) визначається усереднене значення приведених витрат на виробництво електричної енергії для всіх режимів роботи ГЕС. Деталізація витрат на виробництво електричної енергії в залежності від рівнів завантаження силового устаткування ГЕС дає можливість більш точно враховувати витратні характеристики електростанції, але при цьому оптимізація (1) здійснюватиметься методами умовної нелінійної оптимізації, де для нелінійної цільової функції значення змінних додатково обмежуються системою нерівностей.

Максимізація вигоди є первинною ціллю виробництва електричної енергії електростанції. Проте оптимізація виключно за критеріями погодинних ринкових цін вимагає наявності різних цін на кожну годину розрахункової доби. Проте на будь-якому РДН виникають ситуації формування однакових ринкових цін кілька годин поспіль. При цьому, якщо ресурси генераторів електростанції у ці години доби використовуються не на рівнях технологічного мінімуму чи технологічного максимуму, для (1) виникає нескінченна множина розв'язків з однаково максимальним значенням цільової функції.

На відміну від електростанцій з викопними видами палива обсяги відпуску електричної енергії на ГЕС обмежені притоком води по руслу ріки. Узгоджений із плановим обсягом коригування рівня заповнення водосховища на розрахункову добу, сумарний за добу обсяг витрати гідроресурсів розподіляється пропорційно значенням погодинної вигоди. Тобто за цільовою функцією (1) більша частина гідроресурсів розподіляється на години доби з максимальною ринковою ціною, а менша частина – на години з мінімальною ринковою ціною (за дотримання всіх технологічних обмежень та обмежень водного балансу). Тому фіксований обсяг витрат гідроресурсів для кількох суміжних годин доби з однаковою ціною можливо розподілити безмежною кількістю варіантів з однаковим сумарним значенням складових цільової функції на ці години доби.

Розглянемо гіпотетичний приклад розподілу 100 МВт·год відпуску електричної енергії генератором потужністю 100 МВт на дві суміжні години з однаковою ринковою ціною 2000 €/МВт·год. Розглянемо три варіанта розподілу:

- a) у разі завантаження генератора 100 МВт·год у першу годину доби $h1$ і 0 МВт·год – у другу годину доби $h2$ складові цільової функції (1) матимуть значення

$$C_{h1}^{РДН} \cdot V_{h1}^{ген} + C_{h2}^{РДН} \cdot V_{h2}^{ген} = 2\,000 \cdot 100 + 2\,000 \cdot 0 = 200\,000 \text{ €};$$

- b) під час завантаження генератора 0 МВт·год у першу годину доби $h1$ і 100 МВт·год – у другу годину доби $h2$ складові цільової функції (1) матимуть значення

$$C_{h1}^{РДН} \cdot V_{h1}^{ген} + C_{h2}^{РДН} \cdot V_{h2}^{ген} = 2\,000 \cdot 0 + 2\,000 \cdot 100 = 200\,000 \text{ €};$$

- c) під час завантаження генератора 50 МВт·год у першу годину доби $h1$ і 50 МВт·год – у другу годину доби $h2$ складові цільової функції (1) матимуть значення

$$C_{h1}^{РДН} \cdot V_{h1}^{ген} + C_{h2}^{РДН} \cdot V_{h2}^{ген} = 2\,000 \cdot 50 + 2\,000 \cdot 50 = 200\,000 \text{ €}.$$

Можливі й інші варіанти розподілу обсягів відпуску 100 МВт·год електричної енергії на дві суміжні години розрахункової доби із однаковим сумарним внеском у значення цільової функції (1).

Для РДН різних національних ринків електричної енергії завжди зберігається вірогідність формування однакових ринкових цін кілька годин поспіль. В Україні на фоні нестабільного функціонування енергосистеми та жорстких цінових обмежень з боку НКРЕКП однакові ринкові ціни кілька суміжних годин поспіль формуються постійно (особливо у нічні години доби).

Математичні ознаки виникнення множини нескінченної кількості рішень в (1) наступні:

– значення прогнозованої ринкової ціни однакове протягом K (дві чи більше) суміжних годин доби

$$C_h^{РДН} = C_{h+1}^{РДН} \forall h: (h < h+1) \wedge (h = [1..K-1], K \geq 2); \quad (2)$$

– протягом K суміжних годин доби з однаковою граничною ціною генератори ГЕС здійснюють погодинний відпуск електричної енергії $V_{проп,h}^{ГЕС}$ сумарно відмінний від технологічного мінімуму $V_{min}^{ГЕС}$ та технологічного максимуму $V_{max}^{ГЕС}$

$$V_{min}^{ГЕС} \cdot K < \sum_{t=1}^K V_{проп,t}^{ГЕС} < V_{max}^{ГЕС} \cdot K. \quad (3)$$

Сумарний обсяг відпуску електричної енергії, який необхідно розподілити для суміжних годин з однаковою ринковою ціною, визначається за результатами розрахунку будь-якого із оптимальних рішень для (1). Тому один із способів пошуку єдиного оптимального рішення – додаткова оптимізація обсягів відпуску електричної енергії за неціновими критеріями. Тоді послідовність розв'язання задачі формування оптимального графіка пропозиції електричної енергії на торги РДН наступна:

- 1) розв'язується задача визначення оптимального розподілу завантаження ГЕС на розрахункову добу використанням цільової функції (1);
- 2) визначається множина K суміжних годин доби, для яких справджуються ознаки (2) і (3);
- 3) для знайденої множини K суміжних годин доби виконується додатково оптимізація за неціновими критеріями.

Таким чином, за результатами оптимізації цільової функції (1) визначається сумарний обсяг відпуску електричної енергії для годин доби, які задовольняють умовам (2) і (3)

$$V_{\Sigma(K)}^{ГЕС} = \sum_{h=1}^K V_{проп,h}^{ГЕС} \forall \left\{ \begin{array}{l} (h < h+1) \wedge (h = [1..K-1], K \geq 2) \\ C_h^{РДН} = C_{h+1}^{РДН} \\ V_{min}^{ГЕС} \cdot K < V_{\Sigma(K)}^{ГЕС} < V_{max}^{ГЕС} \cdot K \end{array} \right.$$

Цей обсяг електричної енергії розподіляється для суміжних годин доби додатковою оптимізацією за неціновими критеріями.

Можливі різні додаткові нецінові критерії оптимізації. В межах публікації розглянуто критерій незмінного рівня завантаження генераторів ГЕС кілька годин поспіль.

У процесі розв'язання задачі забезпечення однакових рівнів завантаження кілька суміжних годин розрахункової доби слід зважати, що в (1) виконується розподіл доступних гідроресурсів по годинам доби для формування погодинного графіка пропозиції електричної енергії на РДН. Тобто, за результатами оптимізації (1) визначаються витрати води, пов'язані із продажем електричної енергії у сегменті РДН. Під час оптимізації (1) витрати гідроресурсів, пов'язані з реалізацією вже укладених контрактів, враховуються у рівняннях погодинних балансів гідроресурсів та технологічних і режимних обмеженнях на погодинний відпуск електричної енергії. Проте для розв'язання задачі забезпечення однакових рівнів завантаження кілька суміжних годин розрахункової доби цільова функція повинна враховувати погодинні витрати гідроресурсів для завантаження генераторів ГЕС на виконання вже укладених угод та планової пропозиції електричної енергії на РДН

$$V_{\text{ген},h}^{\text{ГЕС}} = V_{\text{РДН},h}^{\text{ГЕС}} + V_{\text{проп},h}^{\text{ГЕС}},$$

де $V_{\text{РДН},h}^{\text{ГЕС}}$ – обсяг виробництва електричної енергії для завантаження генераторів ГЕС на виконання вже укладених угод; $V_{\text{проп},h}^{\text{ГЕС}}$ – обсяг виробництва електричної енергії для пропозиції електричної енергії на РДН.

Забезпечення однакових рівнів завантаження генераторів ГЕС для K суміжних годин розрахункової доби реалізується за принципом зменшення (мінімізації) відхилень між рівнями завантаження послідовно для двох суміжних годин. У процесі пошуку оптимального рішення зумовлені технічними та режимними обмеженнями відхилення (тобто, різниця значень) між рівнями завантаження генераторів ГЕС послідовно для двох суміжних годин можуть набувати як додатних, так і від'ємних значень. Тому для коректного досягнення цілі оптимізації значення відхилень приводяться у парну ступінь, наприклад, у квадрат

$$\sum_{h=1}^{K-1} (V_{\text{ген},h}^{\text{ГЕС}} - V_{\text{ген},h+1}^{\text{ГЕС}})^2 \rightarrow \min \forall \begin{cases} (h < h+1) \wedge (h = [1..K-1], K \geq 2) \\ C_h^{\text{РДН}} = C_{h+1}^{\text{РДН}} \\ V_{\text{мін}}^{\text{ГЕС}} \cdot K < \sum_{h=1}^K V_{\text{ген},h}^{\text{ГЕС}} < V_{\text{макс}}^{\text{ГЕС}} \cdot K \end{cases} \quad (4)$$

Задача розподілу обсягів використання гідроресурсів по годинам розрахункової доби за ціновими критеріями (1) має лінійний характер і може бути розв'язана будь-яким методом умовної лінійної оптимізації [4], наприклад, Симплекс-методом чи його похідними. Задачі забезпечення однакових рівнів завантаження генераторів ГЕС кілька суміжних годин доби (4) мають нелінійну цільову функцію і повинні розв'язуватися методами умовної нелінійної оптимізації [5], наприклад, методом приведенного градієнта.

Перевага покрової оптимізації окремо за різними критеріями полягає у можливості використання методів умовної лінійної оптимізації для (1). За умов (2) і (3) нелінійна оптимізація виконується лише для кількох годин доби, тобто зі зменшеною кількістю змінних оптимізації та зі зменшеною розмірністю системи обмежень. Так, за врахування лише обмежень водного балансу без деталізації технологічних витрат на виробництво електричної енергії задачі оптимізації (1) подаються цільовими функціями із 24 незалежними змінними, а систему обмежень формують 97 рівнянь. Для розв'язання (4) методами умовної нелінійної оптимізації кожна година доби подається однією незалежною змінною у цільовій функції та системою із 4 обмежень, а також рівнянням сумарного балансу на всі години, які підлягають оптимізації.

Проте, за покрової оптимізації комплексне планування графіків завантаження каскаду ГЕС вимагатиме організації додаткового циклу оптимізації, оскільки погодинні витрати гідроресурсів на ГЕС у верхній частині каскаду впливають на погодинний баланс гідроресурсів ГЕС у нижній частині каскаду.

Інший підхід до розв'язання задачі формування добового графіка пропозиції електричної енергії на торги РДН полягає у створенні єдиної цільової функції, де до критеріїв цінової оптимізації додаються критерії нецінової оптимізації у формі штрафних функцій

$$\sum_{h=1}^{24} C_h^{\text{РДН}} \cdot V_{\text{проп},h}^{\text{ГЕС}} - \sum_{h=1}^{23} K_h^{\text{штр}} \cdot (V_{\text{ген},h}^{\text{ГЕС}} - V_{\text{ген},h+1}^{\text{ГЕС}})^2 \rightarrow \max, \quad (5)$$

де $K_h^{\text{штр}}$ – ваговий коефіцієнт штрафу за відхилення обсягів відпуску електричної енергії від ГЕС у суміжні години доби h та $h+1$.

До вагового коефіцієнта штрафу висуваються наступні вимоги:

– штрафна функція повинна мати додатне значення для суміжних годин доби з однаковими значеннями граничних цін; для суміжних годин доби з різними ринковими цінами значення штрафу слід прирівнювати нулю;

– штрафна функція не повинна спотворювати результати оптимізації по ціновому критерію в умовах, коли технологічні обмеження не дають змогу реалізувати рівномірне завантаження генераторів ГЕС у суміжні години доби з однаковими ринковими цінами.

Перша вимога достатньо просто реалізується атрибутом вмикання штрафної функції для суміжних годин розрахункової доби із однаковими значеннями ринкових цін

$$AK_h^{\text{штр}} = \begin{cases} 1: |C_h^{\text{РДН}} - C_{h+1}^{\text{РДН}}| \geq K_{\text{чут}}^{\text{ц}} \\ 0: |C_h^{\text{РДН}} - C_{h+1}^{\text{РДН}}| < K_{\text{чут}}^{\text{ц}} \end{cases} \forall h = [1..23]; AK_{24}^{\text{штр}} = 0,$$

де $C_h^{\text{РДН}}$, $C_{h+1}^{\text{РДН}}$ – прогнозовані граничні ціни у сегменті РДН на розрахункові години доби відповідно h та $h+1$; $K_{\text{чут}}^{\text{ц}}$ – коефіцієнт чутливості до зміни ціни.

Використання коефіцієнта чутливості до зміни ціни дає змогу визначати значення коливань ринкових цін, в межах яких ринкові ціни під час розрахунків вважаються однаковими. Наприклад, мінімальний крок зміни ціни на РДН України становить 0,01 €/МВт·год [6]. За потреби значення коефіцієнту чутливості збільшується з метою активізації штрафних функцій за незначних коливань ринкової ціни, наприклад, протягом нічного періоду доби. Альтернативний підхід до активації штрафної функції – безпосереднє означення атрибутів для заданих годин доби. Означення атрибутів вмикання штрафних функцій для суміжних годин доби виконується на етапі підготовки до оптимізації.

Сутність другої вимоги до штрафної функції полягає у тому, що за неможливості реалізувати однаковий рівень завантаження генераторів ГЕС у суміжні години доби внаслідок технологічних обмежень, великі значення штрафної функції можуть призводити до отримання іншого, менш оптимального рішення задачі добової оптимізації. Тому значення штрафних функцій не повинні бути достатньо великими, щоб суттєво впливати на значення цільової функції, оптимізованої за ціновими критеріями.

За результатами досліджень розроблено наступну емпіричну формулу зменшення порядку штрафів у порівнянні із значеннями складових вигоди у цільовій функції

$$EK^{\text{штр}} = \frac{10^{-5}}{\max(C_h^{\text{РДН}}): \forall h = [1..24]}.$$

Таким чином, на етапі підготовки до оптимізації (5) розрахунок вагових коефіцієнтів штрафних функцій здійснюється за правилами

$$K_h^{\text{штр}} = \begin{cases} EK^{\text{штр}} = \frac{10^{-5}}{\min(C_h^{\text{РДН}}): \forall h = [1..24]} \\ \left\{ \begin{array}{l} EK^{\text{штр}} : |C_h^{\text{РДН}} - C_{h+1}^{\text{РДН}}| \geq K_{\text{чут}}^{\text{ц}} \\ 0 : |C_h^{\text{РДН}} - C_{h+1}^{\text{РДН}}| < K_{\text{чут}}^{\text{ц}} \end{array} \right. \forall h = [1..23] \\ 0 : h = 24 \end{cases}.$$

Технологічні обмеження на використання гідроресурсів.

Систему обмежень для (1), (4) і (5) формують умови допустимих рівнів завантаження генераторів ГЕС та рівняння балансів гідроресурсів. Допустимі рівні завантаження генераторів ГЕС визначають доступні для пропозиції у сегменті РДН виробничі ресурси ГЕС

$$P_h^{\text{РДН}} \leq P_{\text{дост},h}^{\text{ГЕС}} - P_h^{\text{РДД}} - P_h^{\text{РДП}} : \forall h = [1..24],$$

де $P_h^{\text{РДН}}$ – доступна для пропозиції на торги РДН в розрахункову годину доби h сумарна потужність генераторів ГЕС; $P_{\text{дост},h}^{\text{ГЕС}}$ – доступна для завантаження в розрахункову годину доби h сумарна потужність генераторів ГЕС; $P_h^{\text{РДД}}$ – сумарна потужність генераторів ГЕС на виконання укладених двосторонніх угод в розрахункову годину доби h ; $P_h^{\text{РДП}}$ – сумарний резерв потужностей ГЕС для надання допоміжних послуг в розрахункову годину доби h .

Додатково Оператор системи передачі може визначати на окремі години доби обмеження мінімального та максимального завантаження ГЕС, пов'язані з особливостями режимів ОЕС України

$$P_{\text{min},h}^{\text{ОЕС}} \leq P_h^{\text{РДН}} + P_h^{\text{РДД}} \leq P_{\text{max},h}^{\text{ОЕС}} : \forall h = [1..24],$$

де $P_{\text{min},h}^{\text{ОЕС}}$, $P_{\text{max},h}^{\text{ОЕС}}$ – визначені Оператором системи передачі межі відповідно мінімального та максимального завантаження ГЕС в розрахункову годину доби h .

Цільові функції (1), (4) і (5) здійснюють оптимізацію погодинних обсягів відпуску електричної енергії. Зв'язок із режимними обмеженнями ГЕС та ОЕС України в даній задачі реалізується неявно припущенням про тотожність чисельних значень потужності генераторів ГЕС протягом розрахункової години h та обсягу відпущеної у цю годну доби електричної енергії

$$P_h^{\text{РДН}} \equiv V_{\text{проп},h}^{\text{ГЕС}} : \forall h = [1..24].$$

Рівняння балансу гідроресурсів визначають обмеження потоків води. Зв'язок між обсягом електричної енергії та потоком води визначається залежністю

$$P_h^{\text{РДН}} \equiv V_{\text{проп},h}^{\text{ГЕС}} = \frac{F_{\text{вирп},h}^{\text{ГЕС}}}{\gamma_c^{\text{ГЕС}}} : \forall h = [1..24], \quad (6)$$

де $F_{\text{вирп},h}^{\text{ГЕС}}$ – витрати води на виробництво електричної енергії у розрахункову годину доби h (м^3); $\gamma_c^{\text{ГЕС}}$ – середні витрати води на виробництво електричної енергії для ГЕС ($\text{м}^3/\text{МВт}\cdot\text{год}$).

В залежності від особливостей реалізації розрахункової моделі означення витрат води на реалізацію пропозиції електричної енергії у сегменті РДН та реалізацію укладених двосторонніх угод по (6) подається окремими рівняннями для кожної години розрахункової доби або використовується безпосередньо в обмеженнях балансів гідроресурсів.

Обмеження балансів гідроресурсів призначені для контролю погодинних рівнів заповнення водосховища та зведення загального за розрахункову добу балансу. Так контроль погодинних рівнів заповнення водосховища реалізується залежностями

$$W_{\text{min}}^{\text{в.сх}} \leq W_{\text{поч}}^{\text{в.сх}} + \sum_{h=1}^k (F_{\text{вх},h}^{\text{в.сх}} - F_{\text{РДН},h}^{\text{ГЕС}} - F_{\text{РДД},h}^{\text{ГЕС}}) \leq W_{\text{max}}^{\text{в.сх}} : \forall k = [1..24],$$

де $W_{\text{min}}^{\text{в.сх}}$, $W_{\text{max}}^{\text{в.сх}}$ – відповідно технологічні мінімум та максимум заповнення водосховища (м^3); $W_{\text{поч}}^{\text{в.сх}}$ – рівень заповнення водосховища на початок розрахункової доби; $F_{\text{вх},h}^{\text{в.сх}}$ – вхідний потік води у водосховище за розрахункову годину доби h (м^3); $F_{\text{РДН},h}^{\text{ГЕС}}$ – витрати води для виробництва електричної енергії, пропонованої у сегменті РДН (м^3); $F_{\text{РДД},h}^{\text{ГЕС}}$ – витрати води для виробництва електричної енергії на виконання вже укладених двосторонніх угод (м^3).

Зведення загального за розрахункову добу балансу гідроресурсів

$$\sum_{h=1}^{24} (F_{\text{вх},h}^{\text{в.сх}} - F_{\text{РДН},h}^{\text{ГЕС}} - F_{\text{РДД},h}^{\text{ГЕС}}) = W_{\text{кін}}^{\text{в.сх}} - W_{\text{поч}}^{\text{в.сх}}, \quad (7)$$

де $W_{\text{кін}}^{\text{в.сх}}$ – рівень заповнення водосховища на кінець розрахункової доби (м^3).

Різниця між кінцевим та початковим рівнями наповнення водосховища у правій частині рівності (7) разом із прогнозом надходження води протягом розрахункової доби визначають обсяг гідроресурсів, використання якого необхідно розподілити по окремим годинам задля отримання оптимального результату. При цьому на кожну годину розрахункової доби встановлюється допустимий рівень використання гідроресурсів, зумовлений умовами забезпечення санітарного стоку води по руслу ріки

$$F_{\text{РДН},h}^{\text{ГЕС}} + F_{\text{РДД},h}^{\text{ГЕС}} \geq F_{\text{min}}^{\text{ГЕС}} : \forall h = [1..24],$$

де $F_{\text{min}}^{\text{ГЕС}}$ – мінімально допустимий обсяг погодинних витрат води (м^3).

Визначення розрахункового періоду.

Оптимізація добових витрат гідроресурсів для ГЕС пов'язується із продажем електричної енергії у сегменті РДН. Відповідно цінові характеристики для (1), (4) чи (5) розраховуються, виходячи із прогнозу погодинних граничних цін на РДН України. При цьому слід враховувати, що для процесів ціноутворення на ринку електричної енергії України запроваджені два періоди доби: період мінімального навантаження (період з 00:00 до 07:00 та з 23:00 до 24:00) та період максимального навантаження (період з 07:00 до 23:00). Для кожного з означених періодів доби визначаються окремі обмеження цін. Наприклад, станом на березень 2023 року для періоду мінімального навантаження на РДН України діяли обмеження цін від 1 378,97 до 2 000 $\text{€}/\text{МВт}\cdot\text{год}$. Для періоду максимального навантаження на РДН України діяли обмеження цін від 2 646,25 до 4 000 $\text{€}/\text{МВт}\cdot\text{год}$. Нормативні обмеження цін на ринку електричної енергії України відповідають періодам нічного мінімуму та денного максимуму навантажень в ОЕС України.

Очевидно, що для ГЕС вигідно у нічний період мінімальних навантажень (і низьких цін) накопичувати гідроресурси у водосховищі та витратити накопичені гідроресурси у денний період максимальних навантажень (і максимальних цін). Проте початок нічного періоду мінімальних навантажень о 23:00 фактично створює в задачі добової оптимізації гідроресурсів третій інтервал цінових обмежень, коли фактично розпочинається накопичення гідроресурсів у водосховищі. Як показали попередні дослідження, формально визначений в (7) добовий баланс наповнення водосховища у випадку розбивки на три періоди доби призводитиме до неоптимального розподілу гідроресурсів в умовах рівнів наповнення водосховища, близьких до технологічних мінімуму чи максимуму. Тому задачу добової оптимізації витрат гідроресурсів на ГЕС слід виконувати з умовним зміщенням на одну годину назад: починаючи з 23:00 попередньої доби і закінчуючи 23:00 розрахункової доби. Тоді в задачі добової оптимізації гідроресурсів коректно оптимізуються перший період переважного накопичення води у водосховищі та другий період переважного використання води із водосховища.

Приклад формування графіка пропозиції на торги РДН від Київської ГЕС.

Розглянемо приклад використання описаних вище моделей та методики для оптимізації добових витрат гідроресурсів на Київській ГЕС за статистичною інформацією 16 березня 2023 року. Погодинні граничні ціни РДН взято на офіційному сайті Оператора ринку. На «ринку двосторонніх договорів» укладено угоди з продажу електричної енергії по 100 $\text{МВт}\cdot\text{год}$ щогодини окрім двох нічних годин, з обсягами продажу 50 $\text{МВт}\cdot\text{год}$ і 70 $\text{МВт}\cdot\text{год}$. У сегменті «ринку додаткових послуг» зарезервовано потужності по 176 МВт на кожну годину розрахункової доби. У стані готовності на розрахункову добу знаходяться генератори сумарною потужністю 440 МВт . Середні витрати води на виробництво електричної енергії генераторами Київської ГЕС становлять $\gamma_c^{\text{ГЕС}} = 38\,400$ ($\text{м}^3/\text{МВт}\cdot\text{год}$). Погодинні значення притоку води до Київського водосховища склали $F_{\text{вх},h}^{\text{в.сх}} = 9\,000\,000$ (м^3). Обсяги мінімально допустимого санітарного стоку води у руслі Дніпра не враховуються. Робочий об'єм Київського водосховища між технологічними максимумом та мінімумом $1,236 \cdot 10^9$ (м^3). Рівні заповнення робочого об'єму Київського водо-сховища на початку та у кінці розрахункової доби означені як $W_{\text{поч}}^{\text{в.сх}} = W_{\text{кін}}^{\text{в.сх}} = 10^8$ (м^3). Розрахунковий період встановлюється з 23:00 попередньої доби до 23:00 операційної доби. Оптимізацію цільової функції (1) виконано Симплекс-методом. Основні результати оптимізації наведено на рис. 2.

Оптимальний розподіл наявних гідроресурсів передбачає максимальне завантаження ГЕС 264 МВт·год, починаючи з 8-ї розрахункової години. Проте у перші 7 розрахункових годин доби із однаковими значеннями ринкових цін 1855 €/МВт·год (окрім 4-ї розрахункової години із ринковою ціною 1850 €/МВт·год) отримано випадковий розподіл завантаження ГЕС.

Задля вирівнювання графіка завантаження ГЕС у перші 7 розрахункових годин виконано додаткову оптимізацію розподілу сумарно 585 МВт·год відпуску електричної енергії за цільовою функцією (4) методом приведенного градієнта. За результатами додаткової оптимізації (рис. 3) визначено завантаження ГЕС у перші 7 розрахункових годин на рівні 162,4 МВт·год щогодини.

Для порівняння виконано оптимізацію погодинних витрат гідроресурсів Київської ГЕС по цільовій функції (5) методом приведенного градієнта. При цьому коефіцієнт чутливості до зміни ціни встановлено на рівні 5 €/МВт·год з метою ігнорування коливань ринкової ціни у 4-у розрахункову годину доби. Отримані оптимізацією (5) результати ідентичні наведеним на рис. 3. Таким чином, оптимізація розподілу погодинних витрат гідроресурсів з використанням штрафних функцій у (5) дає змогу сформувати добовий графік пропозиції електричної енергії на торги РДН так само оптимальний, як двоетапна оптимізація з цільовими функціями (1) і (4).

Висновки.

Запропоновано моделі формування оптимального графіка пропозиції електричної енергії у сегменті ринку «на добу наперед» від ГЕС, які враховують як технічні характеристики силового устаткування гідроелектростанцій і обмеження на використання водних ресурсів, так і обсяги виробничих потужностей ГЕС на виконання вже укладених в інших ринкових сегментах угод. Запропоновано два варіанти розв'язання задачі формування оптимального графіка пропозиції електричної енергії у сегменті ринку «на добу наперед» від ГЕС: двоетапна оптимізація витрат наявних гідроресурсів за цінними і неціновими критеріями та оптимізація витрат наявних гідроресурсів за цінним критерієм і штрафними функціями. Практичні розрахунки на прикладі функціонування Київської ГЕС засвідчили ідентичність результатів для обох варіантів оптимізації. Використання запропонованих моделей дає змогу максимізувати економічний ефект від діяльності як окремої ГЕС, так і каскаду ГЕС за умов дотримання екологічної безпеки та безперебійного постачання населення водою належної якості.

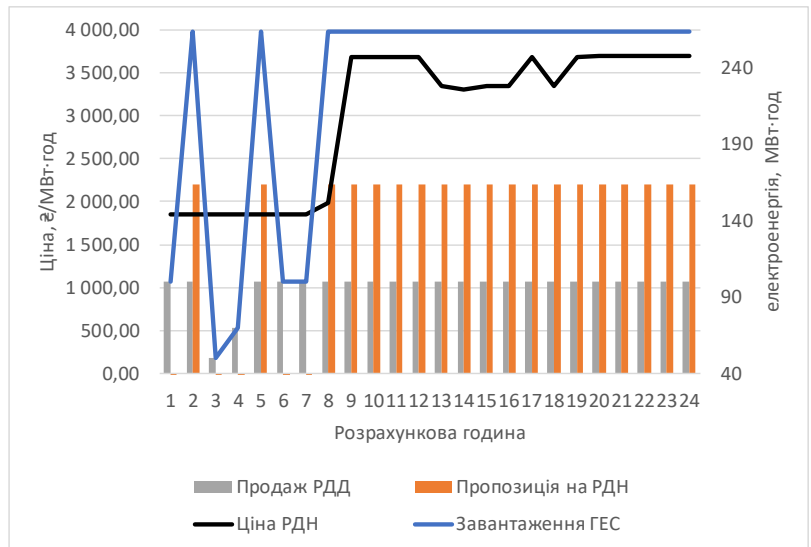


Рис. 2

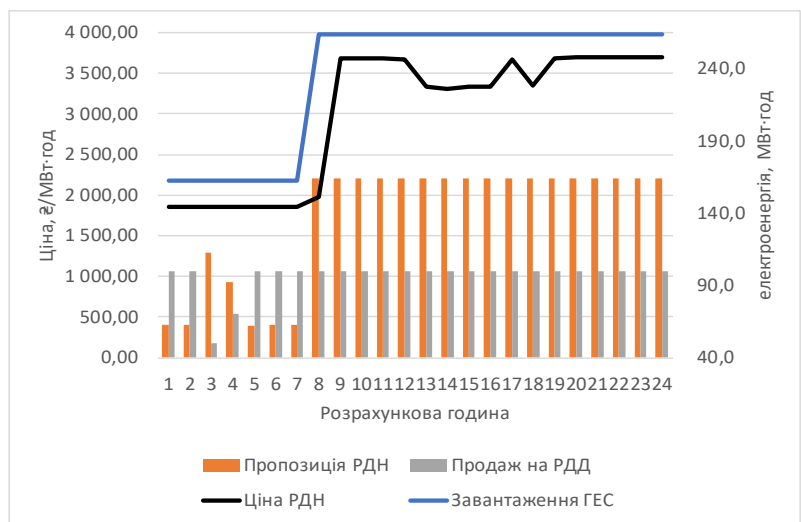


Рис. 3

Роботу виконано в межах реалізації проєкту з виконання наукового дослідження і розробки «Моделі і засоби підвищення ефективності роботи гідро- та гідроакумулюючих електростанцій для балансування ОЕС України в умовах ринку електричної енергії та особливих технологічних обмежень» (реєстраційний номер 2022.01/0069), що фінансується Національним фондом досліджень України в межах конкурсу проєктів з виконання наукових досліджень і розробок «Наука для відбудови України у воєнний та повоєнний періоди» (КПКВК 2201300).

1. Blinov I., Olefir D., Parus E., Kyrylenko O. Improving the Efficiency of HPP and PSHPP Participation in the Electricity Market of Ukraine. Power Systems Research and Operation. Studies in Systems, Decision and Control. Vol. 220. Springer, Cham. 2023. Pp. 51-74. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-031-17554-1_3
2. Правила експлуатації водосховищ Дніпровського каскаду. Затверджено наказом Міністерства захисту довкілля та природних ресурсів України 27.05.2022 № 210. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0704-22#n14> (дата звернення 18.04.2023).
3. Блінов І.В., Олєфір Д.О., Парус Є.В. Модель оптимального використання ресурсів гідроелектростанцій на ринку електричної енергії. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 4. С. 42-47. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.04.042>.
4. Sierksma G., Zwols Y. *Linear and integer optimization: theory and practice*. CRC Press, 2015. 686 p.
5. Ruszczyński A. *Nonlinear optimization*. NJ: Princeton University Press, 2006. 464 p.
6. Правила ринку «на добу наперед» та внутрішньодобового ринку: Постанова НКРЕКП 14.03.2018 № 308 (у редакції постанови НКРЕКП від 24.06.2019 № 1169). URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0308874-18#Text> (дата звернення 18.04.2023).

FORMATION OF THE SCHEDULE OF THE HYDROPOWER OFFER FOR THE "DAY AHEAD" MARKET USING CONDITIONAL OPTIMIZATION METHODS WITH PENALTY FUNCTIONS

Ye.V. Parus¹, I.V. Blinov¹, D.O. Olefir²

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

E-mail: paruseugene@gmail.com; blinovighor@gmail.com

² PJSC "Centrenergo",

St. Rudykivska, 49, Kozyn, Kyiv region, 08711, Ukraine.

E-mail: olefir.do@gmail.com

Mathematical models are given for forming the schedule of electric energy supply from hydroelectric power stations for bidding in the "day-ahead" market segment. The formulation of the task of forming the supply schedule as a task of optimal use of available hydro resources for the production of electrical energy at hydroelectric power stations is described. The need to perform two-stage optimization based on price and non-price criteria is substantiated. It is proposed to consider non-price criteria by means of penalty functions in the objective function of optimization by price criteria. A system of basic technological limitations, as well as equations for control and adjustment of the reservoir filling level, is given. The results of practical calculations for both optimization options are presented. References 6, figures 3.

Keywords: electricity market, optimization, hydroelectric power plant, ancillary services, balancing market, water reservoir.

1. Blinov I., Olefir D., Parus E., Kyrylenko O. Improving the Efficiency of HPP and PSHPP Participation in the Electricity Market of Ukraine. Power Systems Research and Operation. Studies in Systems, Decision and Control, Vol. 220. 2023. Springer, Cham. Pp 51-74. DOI: https://doi.org/10.1007/978-3-031-17554-1_3.
2. Rules of operation of reservoirs of the Dnieper Cascade. Approved by order of the Ministry of Environmental Protection and Natural Resources of Ukraine 27.05.2022 No 210. URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/z0704-22#n14> (accessed at 18.04.2023). (Ukr)
3. Blinov I.V., Olefir D.O., Parus Ye.V. Model of optimal use of hydro power plants in the electricity market. *Tekhnichna Electrodynamika*. 2022. No 2. Pp. 42-47. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.04.042>. (Ukr)
4. Sierksma G., Zwols Y. *Linear and integer optimization: theory and practice*. CRC Press, 2015. 686 p. DOI: <https://doi.org/10.1201/b18378>
5. Ruszczyński A. *Nonlinear optimization*. NJ: Princeton University Press, 2006. 464 p.
6. Rules day-ahead market and intraday market: Decree NKREKP 14.03.2018 No 308 (revision on 24.06.2019 No 1169). URL: <https://zakon.rada.gov.ua/laws/show/v0308874-18#Text> (accessed at 18.04.2023). (Ukr)

Надійшла 18.05.2023
Остаточний варіант 09.08.2023

МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОТЕПЛОВИХ ПРОЦЕСІВ В УСТАНОВЦІ ІНДУКЦІЙНОЇ ТЕРМООБРОБКИ АЛЮМІНІЄВИХ ЗЛИВКІВ І ВИЗНАЧЕННЯ ШЛЯХІВ ПІДВИЩЕННЯ ЇЇ ЕФЕКТИВНОСТІ ПІД ЧАС ПРЕСУВАННЯ КАТАНКИ ДЛЯ СИЛОВИХ КАБЕЛІВ

А.Ф. Жаркін^{1*}, академік НАН України, **Ю.М. Гориславець^{1**}**, докт. техн. наук,
О.І. Глухенький^{1*}**, канд. техн. наук, **В.В. Золотарьов^{2****}**, канд. техн. наук,
Р.В. Білянin^{2***}**, канд. техн. наук

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,
² ПАТ "ЗАВОДПІВДЕНКАБЕЛЬ",
вул. Автогенна, 7, Харків, 61099, Україна.

e-mail: yugoris@ukr.net.

Представлено комп'ютерну математичну модель для дослідження електротеплових процесів в установці індукційної термообробки циліндричних алюмінієвих зливок (заготовок) під час пресування катанки для виготовлення алюмінієвого дроту для силових кабелів. Модель дає змогу визначити енергетично та технологічно доцільні електромагнітні й теплові режими індукційної термообробки зливок за заданої напруги на індукторі. Представлено результати дослідження типової установки для нагрівання алюмінієвих заготовок з метою їхнього подальшого пресування з використанням однофазного одношарового циліндричного індуктора, виготовленого із прямокутної мідної трубки. Отримано розподіли температури по довжині алюмінієвих заготовок, а також в поперечних перерізах заготовки на виході з індуктора. Незначна відмінність розрахованих електромагнітних і теплових параметрів від аналогічних параметрів діючої установки підтвердила адекватність розробленої моделі. Розглянуто шляхи підвищення ефективності установки індукційного нагрівання за рахунок оптимізації профілю витків одношарового індуктора. Визначено вплив товщини ближньої до заготовки стінки мідної трубки індуктора на ККД установки та показано, що оптимальна її товщина знаходиться на рівні глибини проникнення електромагнітного поля в метал. Досліджено також можливість використання трифазного електроживлення індуктора та показано, що в такому випадку найбільш доцільним є використання системи живлення з фазовим кутом між напругами у 60 ел. град. Бібл. 10, табл. 2, рис. 7.

Ключові слова: електротеплові процеси, індукційна термообробка, алюмінієві зливки, однофазне і трифазне живлення, комп'ютерне моделювання, ефективність електротермообробки, профіль витків індуктора.

Вступ. В останній час внаслідок значного дефіциту міді зростає використання в електроенергетичній галузі струмопровідних виробів із алюмінію. З цього металу нині виготовляють обвитки електричних машин і трансформаторів, струмопровідні жили повітряних ліній електропередавання та силових кабелів на всі рівні напруги від низьких до високих і надвисоких [1, 2]. Для цього, як правило, використовують технічно чистий алюміній, що має достатньо високі електропровідність та пластичність. Під час виробництва високоякісної електротехнічної струмопровідникової продукції з алюмінію найбільш поширеним є використання алюмінієвих циліндричних зливок, з яких шляхом попередньої градієнтної термообробки (нагрівання) та подальшого пресування (екструзії) отримують такий напівфабрикат як пруток або катанку для подальшого виготовлення багатодровових струмопровідних жил силових кабелів.

Задля підвищення якості вказаного пресування та зменшення при цьому механічних зусиль зазвичай використовують гаряче пресування, тобто перед пресуванням алюмінієвий зливок попередньо нагрівають. Частіше всього для такого нагрівання використовують електроіндукційні установки (печі) промислової частоти. При цьому застосовують одну із двох технологічних схем. Згідно з однією із них алюмінієвий зливок у вигляді циліндричного стовпа, отриманого під час лиття на металур-

© Жаркін А.Ф., Гориславець Ю.М., Глухенький О.І., Золотарьов В.В., Білянin Р.В., 2023
ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0001-5996-0901>; ** <https://orcid.org/0000-0003-1668-4972>;
*** <https://orcid.org/0000-0001-5053-5677>; **** <https://orcid.org/0000-0003-0928-011X> ;
***** <https://orcid.org/0000-0003-3781-6233>

гійному підприємстві, поміщають в індукційну установку, де його нагрівають до потрібної температури, а потім розрізають на мірні по довжині заготовки, які далі по черзі подають в контейнер гідравлічного преса. За іншою – алюмінієвий зливоч попередньо розрізають на мірні заготовки, довжина яких, як і в першому випадку, визначається технічними характеристиками преса та технологічними параметрами процесу пресування, а потім завантажують в індукційну установку в необхідній кількості для нагрівання, де вони рухаються по довжині установки (всередині циліндричного індуктора) зі швидкістю, яка забезпечує необхідну для пресування температуру заготовки на виході.

Дослідженню індукційного нагрівання алюмінієвих зливків з метою подальшої екструзії методом гарячої пластичної деформації присвячено значну кількість наукових праць, зокрема [3, 4]. Їхній аналіз показує, що для цього використовують однофазні або трифазні циліндричні індуктори, які живляться в основному від промислової мережі на частоті 50 Гц. Задля збільшення індуктивного зв'язку між індуктором і зливком часто використовують шихтований феромагнітний магнітопровід. Значну частину відомих наукових праць присвячено дослідженню електромагнітних і теплових процесів в таких системах з метою підвищення їхньої ефективності. Так, наприклад, в роботі [5] показано важливість вибору для цього необхідного профілю струмопроводу витків індуктора. В цій же роботі, а також в роботі [6] досліджувався вплив феромагнітного осердя на ККД індукційного нагрівання алюмінієвих заготовок, де відзначено незначний вплив його на ефективність індукційної установки.

Значну кількість наукових праць присвячено особливостям індукційного нагрівання циліндричних металевих заготовок за допомогою трифазного індуктора. В роботі [3] на основі аналітичного розв'язання електромагнітної задачі отримано розподіл активної потужності по довжині феромагнітного циліндра. Показано, що між фазними секціями індуктора в металі заготовки (циліндра) виникають провали потужності, які залежать від фазового зсуву струмів в сусідніх секціях, зазору між індуктором і заготовкою та наявності магнітопроводу. Аналогічні дослідження проведено в роботі [7], де визначено електричні параметри трифазного шестисекційного циліндричного індуктора із заготовкою у вигляді феромагнітної циліндричної труби, де також акцентується увага на провалах потужності в заготовці на стиках фазних секцій індуктора.

Задача представленою дослідження – шляхом комп'ютерного математичного моделювання визначити параметри процесу індукційного нагрівання алюмінієвих заготовок з метою подальшого підвищення його ефективності. Дослідження проводили на прикладі типової промислової установки, яка зокрема використовується на ПАТ "ЗАВОДПІВДЕНКАБЕЛЬ" (м. Харків) в технології виробництва струмопровідних жил для кабельної продукції [1]. Установка реалізує другу із згаданих вище технологічних схем індукційного нагрівання. Принципіальну схему установки показано на рис. 1.

Призначення такої установки – нагрівати в безперервному режимі циліндричні алюмінієві за-

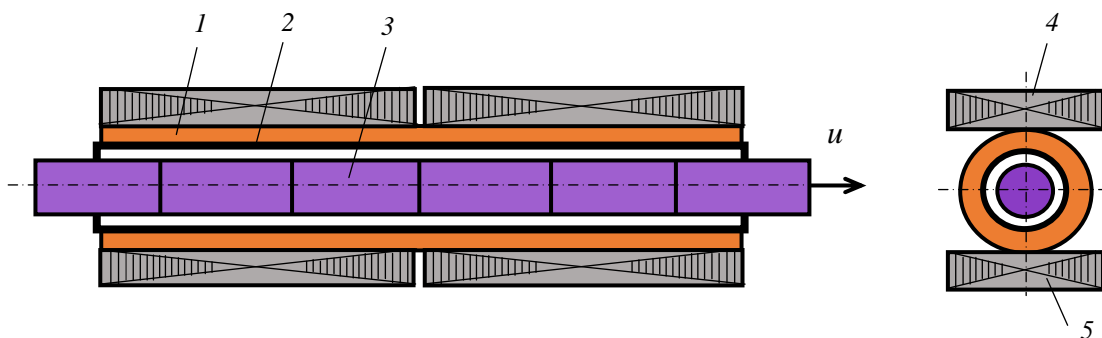


Рис. 1

готовки від температури довкілля (на вході установки) до температури $\sim 430^{\circ}\text{C}$ (на виході). Основу установки складає циліндричний індуктор 1 довжиною 2200 мм та внутрішнім діаметром 228 мм, намотаний в один шар мідною водоохолоджуваною прямокутною трубкою. Габаритні розміри поперечного перерізу трубки – 12×36 мм, товщина всіх чотирьох стінок однакова і складає 2 мм. Трубка індуктора намотана «на ребро», незважаючи на відомі рекомендації намотування таких індукторів на більшу сторону, що зменшує додаткові електричні втрати. Скоріш за все це було зумовлено під час проектування установки необхідністю скорочення довжини індуктора та забезпечення певної кількості його витків. Число витків індуктора – 154. Враховуючи досить значне струмове навантаження індуктора (робочий струм його складає більше 3,5 кА), для охолодження (відведення тепла) індуктор набрано із 22-х семивиткових одношарових секцій, які електрично з'єднані між собою послідовно, а

по воді – паралельно. Всередині індуктора знаходиться теплоізолююча азбестова труба 2 (товщина стінки 16 мм) з направляючими, по яким рухаються стиковані між собою алюмінієві мірні заготовки 3 діаметром 178 мм і довжиною 438 мм кожна. Зовні індуктора розміщено два магнітопроводи: верхній 4 і нижній 5.

Рух заготовок в індукторі носить циклічний характер. Загальна тривалість кожного циклу становить ~ 60 с, яка складається з тривалості переміщення із заданою швидкістю $u = 3$ м/хв всіх заготовок на довжину однієї заготовки (приблизно 9 с) і тривалості нерухомого (заторможеного) стану. Зазначимо, що за вказаної довжини індуктора всередині його постійно знаходяться шість заготовок, дві з яких (крайні) в нерухомому положенні наполовину виступають за межі індуктора (див. рис. 1). Електроживлення індуктора забезпечується підключенням його до лінійної напруги промислової електромережі ($U = 380$ В, частота $f = 50$ Гц). Таку установку інколи ще називають індукційним нагрівачем безперервної дії з дискретним перештовхуванням заготовок [3].

Розрахункове дослідження процесу індукційного нагрівання алюмінієвих заготовок в зазначеній установці раніше вже виконувалося за заданого струму та рівномірного його розподілу в поперечному перерізі індуктора [2]. Видається доцільним провести такі дослідження за заданої напруги на індукторі та реальному розподілу струму в витках індуктора із врахуванням ефекту витіснення струму в поперечному перерізі мідної трубки. Це дасть змогу окрім знайденого тепловиділення та розподілу температури в алюмінієвих заготовках більш точно визначити втрати в індукторі, а отже визначити електричний коефіцієнт корисної дії установки індукційного нагрівання. Такий підхід дає змогу дослідити та намітити шляхи подальшого підвищення ефективності зазначеної установки.

Мета роботи – на основі комп'ютерного математичного моделювання визначити параметри процесу індукційного нагрівання алюмінієвих заготовок (зливків) в технології виробництва алюмінієвого дроту для підвищення його ефективності шляхом вдосконалення конструкції індуктора установки та визначення доцільних варіантів його живлення.

Математична модель для дослідження електротеплових процесів. Формулювання моделі індукційного нагрівання проводилося за таких припущень.

1. Задля спрощення задачі циклічний процес руху стикованих між собою алюмінієвих заготовок всередині індуктора замінюється на безперервне переміщення їх з постійною усередненою швидкістю $u_{av} = l_{ing}/T$, де $T = l_{ing}/u + t_{stop}$ – тривалість циклу, l_{ing} – довжина заготовки, u – реальна швидкість заготовки в режимі переміщення, t_{stop} – тривалість нерухомого (стопорного) стану. У разі довжини кожної заготовки $l_{ing} = 438$ мм та тривалості циклу 60 с значення усередненої швидкості становить 7,3 мм/с (0,44 м/хв).

2. Два магнітопроводи прямокутного перерізу представлено одним коаксіальним шихтованим осердям із заданою магнітною проникністю. Кожний виток індуктора замикається сам на себе, тобто нехтується гвинтовою структурою індуктора. Все це дає змогу формулювати модель в осесиметричній постановці та використовувати циліндричну систему координат $r\theta z$, в якій струми в індукторі та заготовці мають єдину азимутальну просторову складову.

3. Для алюмінієвих заготовок враховуються нелінійні залежності електропровідності, теплопровідності та питомої теплоємності від температури.

Розрахункову область для дослідження мультифізичних процесів за індукційного нагрівання циліндричних алюмінієвих заготовок представлено на рис. 2. Вона включає підобласті мідних трубок Ω_1 , кількість яких визначається числом витків індуктора, а також підобласті теплоізолюючої труби Ω_2 , алюмінієвих заготовок Ω_3 , шихтованого магнітопроводу Ω_4 та навколишнього повітряного простору Ω_5 .

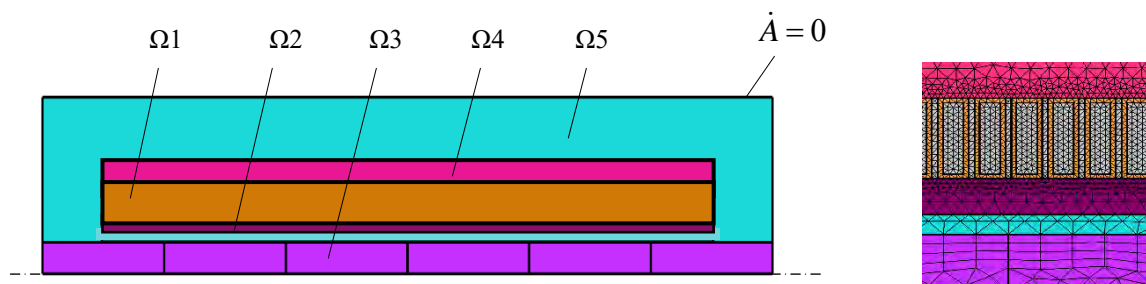


Рис. 2

Електромагнітна задача. Вважається, що до багатовиткового індуктора прикладена напруга U . По всім виткам індуктора протікає однаковий струм I , значення та розподіл густини якого по поперечному перерізу кожного витка є невідомими та визначаються в результаті розв'язання електромагнітної задачі.

Електромагнітні процеси в системі «індуктор-заготовка» у випадку живлення індуктора від джерела напруги та врахування реального поперечного перерізу витків індуктора описуються системою інтегро-диференціальних рівнянь відносно невідомих значень струму в індукторі \dot{I} , прикладеної до кожного з витків індуктора електричної напруги \dot{U}_i та комплексної амплітуди векторного магнітного потенціалу, який в циліндричній системі координат має єдину просторову складову \dot{A}_φ (далі \dot{A}). Рівняння зазначеної системи для різних підобластей розрахункової області мають наступний вигляд:

– для підобласті алюмінієвих заготовок

$$j\omega\sigma(T)\dot{A} + \nabla \times ((\mu_0)^{-1} \nabla \times \dot{A}) = 0; \quad (1)$$

– для підобласті магнітопроводу

$$\nabla \times ((\mu_0\mu_r)^{-1} \nabla \times \dot{A}) = 0; \quad (2)$$

– для підобластей азбестової труби та навколишнього простору

$$\nabla \times (\mu_0^{-1} \nabla \times \dot{A}) = 0; \quad (3)$$

– для підобластей витків індуктора

$$\nabla \times (\mu_0^{-1} \nabla \times \dot{A}) + j\omega\sigma\dot{A} = \sigma\dot{U}_i / (2\pi r), \quad i = 1 \dots N; \quad (4)$$

$$\sigma\dot{U}_i = \frac{\dot{I} + j\omega\sigma \int_{S_i} \dot{A} dS_i}{\int_{S_i} (1 / (2\pi r)) dS_i}, \quad i = 1 \dots N; \quad (5)$$

$$\dot{I}_i = \int_{S_i} (-j\omega\sigma\dot{A} + \sigma\dot{U}_i / (2\pi r)) dS_i, \quad i = 1 \dots N; \quad (6)$$

$$\sum_{i=1}^N \dot{U}_i = \dot{U}; \quad \dot{I}_i = \sqrt{2}\dot{I}, \quad i = 1 \dots N, \quad (7, 8)$$

де $\omega = 2\pi f$ – кругова частота; σ – питома електропровідність матеріалу; T – температура; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; μ_r – відносна магнітна проникність; j – уявна одиниця; r – поточна радіальна координата; S_i – площа поперечного перерізу i -того витка індуктора; N – кількість витків індуктора.

Граничними умовами для цієї електромагнітної задачі є умова симетрії на осі Oz та умова магнітної ізоляції на зовнішніх границях всієї розрахункової області ($\dot{A} = 0$).

Теплова задача. Стаціонарна теплова задача розв'язувалася лише для підобластей алюмінієвих заготовок, теплоізолюючої труби та повітряного проміжку між ними. Задача розв'язувалася відносно невідомого розподілу температури T у відповідності з наступними рівняннями:

– в підобласті алюмінієвих заготовок

$$\rho(T)C_p(T)\mathbf{u}\nabla T - \nabla \cdot (\lambda(T)\nabla T) = Q; \quad (9)$$

– в підобластях азбестової труби та повітряного проміжку

$$\nabla \cdot (\lambda(T)\nabla T) = 0, \quad (10)$$

де ρ , C_p , λ – залежні від температури густина, питома теплоємність і теплопровідність матеріалу; $\mathbf{u} = (0, u_{av})$ – швидкість руху заготовок; Q – питома потужність внутрішніх джерел тепла в заготовках, яка визначається формулою

$$Q = 0,5 j \dot{J} / \sigma(T) = 0,5 \cdot \omega^2 \sigma(T) (\dot{A} \dot{A}^*), \quad (11)$$

де $\vec{J} = -j\omega\sigma(T)\vec{A}$ – густина наведеного (вихрового) струму; \vec{A} – комплексно-спряжена величина магнітного потенціалу.

Для теплової задачі приймалися наступні граничні умови:

– на осі симетрії гранична умова Неймана $\frac{\partial T}{\partial r} = 0$;

– на вхідній (за напрямом руху) торцевій поверхні заготовки задавалася температура оточуючого середовища ($T = T_0$);

– на границі між індуктором та азбестовою трубою задавалася температура $T=40^\circ\text{C}$, що пов'язано з наявністю водяного охолодження витків;

– на всіх інших зовнішніх поверхнях розрахункової області теплової задачі задавалися умови конвективного та променевого теплообміну з навколишнім середовищем

$$\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = k(T - T_0) + \xi \sigma_B (T^4 - T_0^4), \quad (12)$$

де k – коефіцієнт тепловіддачі; ξ – відносна випромінювальна здатність поверхні; $\sigma_B = 5,67 \cdot 10^{-8} \text{ Вт}/(\text{м}^2\text{К}^4)$ – постійна Стефана-Больцмана; T_0 – температура навколишнього середовища; n – вектор зовнішньої нормалі до поверхні.

Взаємопов'язані електромагнітна та теплова задачі сумісно розв'язувалися методом скінчених елементів у програмному середовищі Comsol Multiphysics [8].

Під час побудови розрахункової сітки (див. рис. 2) враховувалася глибина проникнення електромагнітного поля $\Delta = 1 / \sqrt{\pi \mu_0 \mu_r \sigma f}$ в мідні витки індуктора ($\Delta_{Cu} = 9,6 \text{ мм}$) та в алюмінієві заготовки ($\Delta_{Al} = 11 \dots 13 \text{ мм}$). В підобластях мідних витків розмір елементів сітки обмежувався половиною глибини проникнення поля в мідь. В підобласті алюмінієвих заготовок розрахункова сітка з боку індуктора має чотири приграничні шари з товщиною кожного не більше половини глибини проникнення поля в алюміній.

Вихідні дані для розрахунків. Фізичні характеристики матеріалів під час розрахунків приймалися згідно з наступними міркуваннями. Враховуючи водяне охолодження індуктора, вважалося, що питома електропровідність мідних витків не залежить від температури. Її значення приймалося рівним $5,5 \cdot 10^7 \text{ См}/\text{м}$, що відповідає температурі 40°C . Шихтований магнітопровід індуктора вважався ненасиченим, його відносна магнітна проникність прийнята постійною $\mu_r = 1000$.

Коефіцієнт теплопровідності азбестової труби приймався таким, що дорівнює $0,26 \text{ Вт}/(\text{м}\cdot\text{К})$. В першому наближенні передачу тепла через повітряний проміжок між алюмінієвими заготовками та азбестовою трубою моделювали за допомогою введення ефективного значення коефіцієнта теплопровідності повітря $0,3 \text{ Вт}/(\text{м}\cdot\text{К})$, що приблизно на порядок перевищує його молекулярне значення.

Температурні залежності густини $\rho(T)$, питомої теплоємності $C_p(T)$, коефіцієнта теплопровідності $\lambda(T)$ та коефіцієнта електропровідності $\sigma(T)$ алюмінію приймалися у відповідності до даних, наведених для алюмінію в Бібліотеці матеріалів програми Comsol Multiphysics.

Результати моделювання промислової установки індукційного нагрівання алюмінієвих заготовок. У відповідності до представленої математичної моделі було виконано розрахунок процесу індукційного нагрівання алюмінієвих заготовок в установці, яка використовується в ПАТ "ЗАВОД-ПВДЕНКАБЕЛЬ" в технології виробництва струмопровідних жил для кабельної продукції.

Нижче в табл. 1 наведено основні розрахункові параметри нагрівання алюмінієвих заготовок до середньої температура заготовки на виході індуктора приблизно 430°C для двох випадків, а саме, за наявності в установці концентричного шихтованого магнітопроводу навколо індуктора (п. 1) та за його відсутності (п. 2).

Таблиця 1

№ п	$U, \text{ В}$	$I, \text{ А}$	$P, \text{ кВт}$	$\cos\phi$	$T_{av}, ^\circ\text{C}$	$P_{Al}, \text{ кВт}$	$P_{Cu}, \text{ кВт}$	$P_h, \text{ кВт}$	$\eta_e, \%$	$\eta_h, \%$	$\eta, \%$
1	400	3555	536,4	0,377	432,6	209,5	326,9	3,81	39,05	98,2	38,35
2	400	3717	541,4	0,364	436,3	211,5	329,9	3,87	39,07	98,2	38,36

У табл. 1: U, I, P – відповідно напруга живлення, струм та активна потужність індуктора; $\cos\varphi$ – коефіцієнт потужності електромагнітної системи; T_{av} – середня температура заготовки на виході індуктора; P_{Al} та P_{Cu} – тепловиділення від наведених струмів в алюмінієвих заготовках та електричні втрати в мідних витках індуктора; P_h – загальні теплові втрати з поверхні заготовок; $\eta_e = P_{Al}/(P_{Al} + P_{Cu})$, $\eta_h = (P_{Al} - P_h)/P_{Al}$ та $\eta = \eta_e \eta_h = (P_{Al} - P_h)/(P_{Al} + P_{Cu})$ – відповідно електричний, тепловий та загальний ККД системи індукційного нагрівання алюмінієвих заготовок.

Отримання в результаті розрахунку за прикладеної до індуктора напруги $U = 400$ В значень температури T_{av} , близьких до 430 °С, що приблизно відповідає параметрам індукційного нагрівання на діючій установці за $U = 380$ В, свідчить в цілому про достатню адекватність розробленої математичної моделі.

Як впливає із даних табл. 1, наявність шихтованого магнітопроводу в системі не суттєво впливає на її електромагнітні параметри. Так, повний електричний опір установки $Z = U/I$ збільшується всього на 4,6 %, а коефіцієнт потужності – на 3,6 %. Крім того, несуттєва різниця в значеннях T_{av} (менше 1%) за наявності та відсутності в установці індукційного нагрівання кільцевого магнітопроводу навколо індуктора вказує на його в цілому незначний вплив на процес нагрівання алюмінієвих заготовок в циліндричному індукторі на промисловій частоті. Цей результат також підтверджує прийнятність заміни двох окремих магнітопроводів прямокутного перерізу одним суцільним коаксіальним, що дало можливість сформулювати математичну модель індукційного нагрівання в осесиметричній постановці.

Установка індукційного нагрівання циліндричних алюмінієвих заготовок до температури 430 °С в існуючому конструктивному виконанні має досить низький електричний та загальний ККД (менше 40%) за достатньо високого теплового ККД (біля 98%).

Розрахунковий розподіл температури у разі індукційного нагрівання заготовок представлено на рис. 3. На рис. 3 *а* наведено розподіл температури вздовж поверхні (крива 1) та осі (крива 2) заготовок. Як видно з рисунка, через нагрівання температура по довжині індуктора зростає практично лінійно. За заданого технологічного режиму індукційного нагрівання різниця температури між поверхнею та центром (віссю) по всій довжині заготовок не перевищує 30 °С, що знаходиться в межах допустимого. Відомо, що зазначеною межею збільшення швидкості нагрівання є значення внутрішнього температурного перепаду в перерізі зливка, яке для чистого алюмінію складає $60-80$ °С [9].

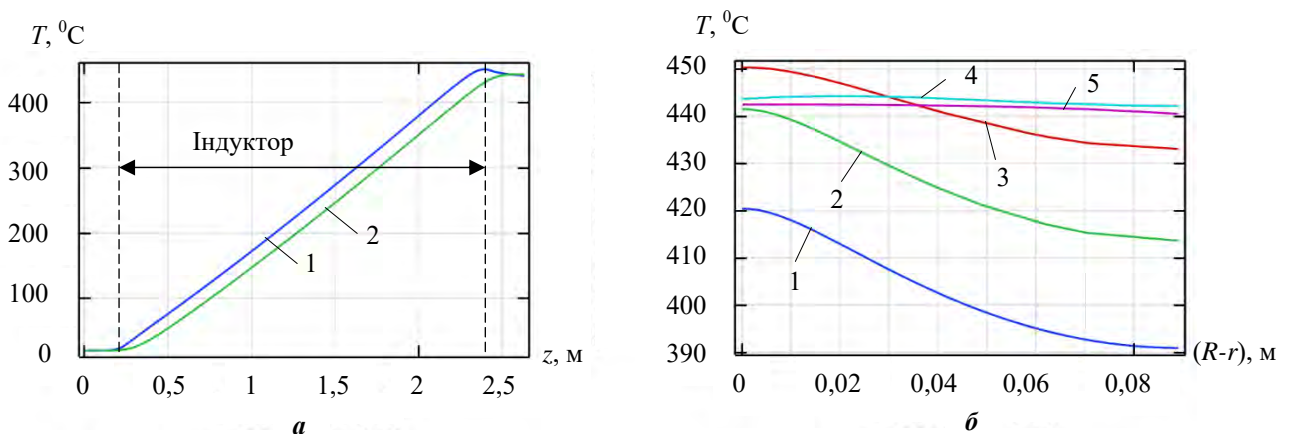


Рис. 3

На рис. 3, *б* показано розподіл температури по радіусу для п'яти поперечних перерізів заготовки на виході індуктора, де R – радіус заготовки. Криві 1 та 5 відповідно представляють розподіл температури заднього та переднього торців по ходу заготовки, криві 2, 3 та 4 – розподіл температури по ходу заготовки в перерізах, що ділять заготовку на чотири рівні частини. Як видно з наведених кривих, розподіл температури по радіусу в об'ємі заготовки за межами індуктора поступово стає практично рівномірним. По цим кривим можна зробити висновок, що розглянута індукційна установка забезпечує градієнтний нагрів заготовки по довжині, який за даними, наприклад [10], необхідний для збільшення швидкості пресування алюмінієвих заготовок.

Підвищення ефективності установки індукційного нагрівання алюмінієвих заготовок. Надалі, з метою підвищення енергоефективності процесу індукційного нагрівання алюмінієвих заготовок за рахунок вдосконалення конструкції індуктора установки розрахунковим шляхом за допомо-

гою розробленої математичної моделі досліджувалися питання раціонального вибору конфігурації поперечного перерізу витка індуктора, порівнювалися варіанти однофазного та трифазного живлення індуктора.

Вибір конфігурації поперечного перерізу витка індуктора. Вибір конфігурації поперечного перерізу (профілю) витка індуктора здійснювався шляхом виконання варіантних розрахунків електротеплової задачі у разі зміни товщини мідної стінки витка індуктора з боку алюмінієвої заготовки. Під час моделювання незмінними залишалися число витків індуктора, габаритні розміри індуктора та поперечного перерізу витка, а також усереднена швидкість переміщення алюмінієвих заготовок. Значення середньої по об'єму заготовки температури на виході індуктора ($430\text{ }^{\circ}\text{C}$) забезпечувалося за рахунок підбору необхідної напруги живлення індуктора.

На рис. 4 представлено залежності від товщини внутрішньої стінки витка a втрат в індукторі P_{Cu} , тепловиділень в алюмінієвих заготовках P_{Al} , електричного коефіцієнта корисної дії η_e та значення напруги U , що забезпечує нагрів заготовки на виході індуктора до середньої температури $T_{av} = 430\text{ }^{\circ}\text{C}$. Як видно з цього рисунка, зі збільшенням товщини стінки втрати в індукторі спочатку суттєво зменшуються, потім стабілізуються на мінімальному рівні, а далі починають навіть дещо збільшуватися. Залежність тепловиділень в алюмінієвих заготовках від товщини a є значно слабшою та спостерігається лише за мінімальних товщинах, за яких задля забезпечення необхідної температури заготовки потрібно незначне підвищення напруги живлення. В цілому для розглянутого діапазону значень товщини a (від 2 до 20 мм) відхилення від середньої напруги 386,5 В становить $\pm 3,5\%$.

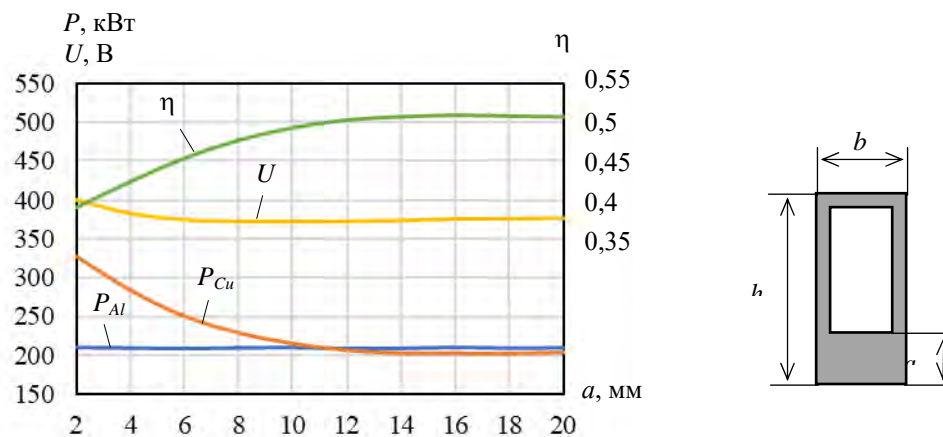


Рис. 4

Електричний ККД індуктора досягає свого максимуму $\eta_e = 50,9\%$ за товщини внутрішньої стінки $a = 16$ мм, що у відносних одиницях по відношенню до глибини проникнення електромагнітного поля в мідь ($\Delta_{Cu} = 9,6$ мм) становить $a^* = 1,67$. Отримане значення дуже близьке до відомого з літератури [3] оптимального значення товщини стінки, яке визначається як $a_{opt} = \pi \Delta_{Cu} / 2 = 15$ мм. Подальше зростання товщини внутрішньої стінки витка індуктора призводить до незначного зменшення електричного ККД, тобто є нераціональним. Таким чином, тільки за рахунок збільшення товщини внутрішньої стінки витка індуктора за збереження його габаритних розмірів можливе збільшення електричного ККД індукційного нагрівання в 1,3 рази ($50,9/39,1$). З практичної точки зору, виходячи з міркувань економного використання міді та незначного зростання електричного ККД за $a > 10$ мм, оптимальною (раціональною) товщиною внутрішньої стінки витка у відносних одиницях можна вважати $a^* = 1$.

На рис. 5 додатково показано розрахункову залежність електричного ККД індукційного нагрівання від зміни одного з габаритних розмірів витка, а саме його висоти h . Варіантні розрахунки виконувалися для витка з товщиною стінки $a = 10$ мм у разі зміни його висоти від 16 до 36 мм.

Як видно з наведеного рисунка, зменшення загальної висоти витка супроводжується (крім економії міді) деяким незначним підвищенням електричного ККД індуктора. Максимальне значення електричного ККД $\eta_e = 49,9\%$ досягається за висоти витка $h = 20$ мм. За цієї висоти, ширини $b = 12$ мм та товщини мідної стінки $a = 10$ мм внутрішній переріз витка по воді становить 8×8 мм, чого достатньо для охолодження індуктора. Площа поперечного перерізу по міді такого витка становить 176 мм^2 , що співпадає з аналогічною площею вихідного (типового) витка з габаритними розмірами 12×36 мм та товщиною стінок 2 мм. Таким чином, за рахунок зміни профілю поперечного перерізу

витка за збереження витрати міді на індуктор значення електричного ККД установки для індукційного нагрівання може бути збільшено з 39,1% до 49,9%.

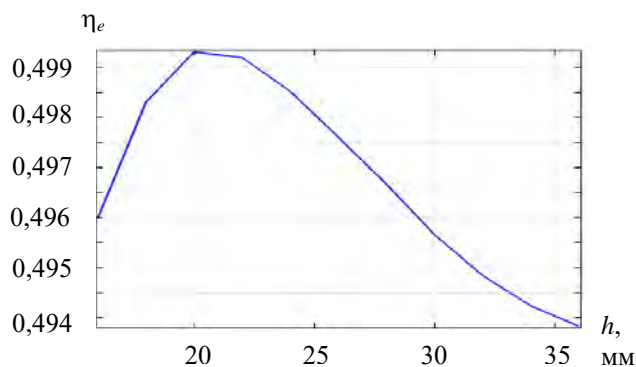


Рис. 5

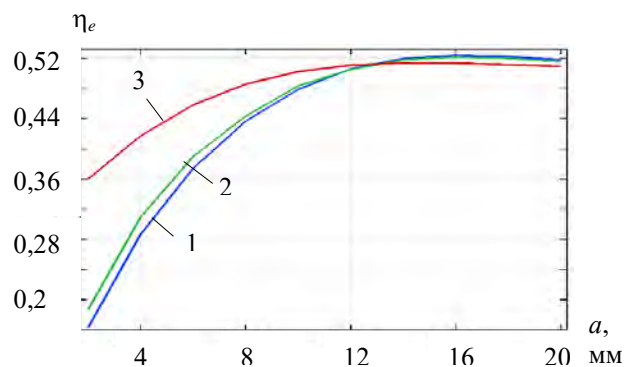


Рис. 6

Використання біметалевих витків індуктора. Відомим є технічне рішення, коли для підвищення енергоефективності індукційного нагрівання пропонується виконувати провідники витків індуктора біметалевими. Внутрішня (ближня до заготовки) стінка таких витків виконується з міді. Інші стінки, що формують канал для охолоджуючої води, пропонується виготовляти з металу з високим електричним опором або з феромагнітного матеріалу [3]. На рис. 6 показано розрахункові залежності електричного ККД індуктора з такими провідниками від товщини внутрішньої мідної стінки a витка, що має канал для води розміром 8×8 мм, а три інші стінки якого виконано з немагнітної нержавіючої сталі (крива 1), конструкційної вуглецевої сталі (крива 2) та міді (крива 3) відповідно. Товщина цих стінок, як і раніше, становила 2 мм, при цьому зберігалася ширина витка $b = 12$ мм, а загальна висота витка h була більшою товщини a на 10 мм. Під час моделювання питома електропровідність нержавіючої сталі становила $1 \cdot 10^6$ См/м, конструкційної сталі – $1,12 \cdot 10^7$ См/м. Для конструкційної феромагнітної сталі задавалося стале значення відносної магнітної проникності $\mu_r = 400$.

Отримані результати не підтвердили можливість суттєвого підвищення електричного ККД індукційного нагрівання у разі використання біметалевих витків індуктора. Для товщин внутрішньої мідної стінки $a < 13$ мм ($a^* < 1,35$) монолітний мідний виток взагалі забезпечує суттєво кращі енергетичні показники, ніж біметалеві, і тільки в діапазоні $a^* = 1,35 \dots 1,67$ незначну перевагу мають біметалеві витки. Однак збільшення максимального значення η_e всього на 1% (з 51 до 52%) навряд чи компенсує технологічні складності виготовлення таких провідників.

Трифазне живлення індуктора. За розглянутого однофазного виконання індуктора установка індукційного нагрівання алюмінієвих заготовок є значним (з невисоким коефіцієнтом потужності) несиметричним навантаженням для трифазної промислової мережі, що вимагає його під'єднання до неї з використанням симетро-компенсуючого пристрою. Задля забезпечення електромагнітної сумісності індукційної установки з електричною мережею розглянуто можливість використання трифазного індуктора з відповідним живленням його від трифазної мережі. Розрахунки трифазного варіанта індуктора виконувалися зі збереженням загальної довжини та кількості витків однофазного індуктора $N = 154$, які були розбиті на три окремі котушки (секції) без додаткового проміжку (зазору) між ними з кількістю витків по ходу заготовки $N_1 = N_3 = 51$ та $N_2 = 52$. Як і у попередніх випадках, розглядався мідний виток з товщиною стінки $a = 10$ мм та загальною висотою поперечного перерізу $h = 20$ мм.

Нижче в табл. 2 наведено основні розрахункові параметри індукційного нагрівання алюмінієвих заготовок до температури $T_{av} = 430$ °С для однофазного (п. 1) та чотирьох варіантів трифазного (п.п. 2-5) живлення індукторів з однаковим перерізом витка та однаковою їхню загальною кількістю. У рядку п. 2 цієї таблиці наведено розрахункові параметри для симетричного живлення індуктора, тобто за фазового кута між напругами секцій 120 ел. град. та прямого чергування фаз ($\psi = +120$ ел. град.), п. 3 – за 120 ел. град. та зворотному чергуванні фаз ($\psi = -120$ ел. град.), п. 4 – за 60 ел. град. і прямому чергуванні ($\psi = +60$ ел. град.) та п. 5 – за 60 ел. град. і зворотному чергуванні фаз трифазної напруги ($\psi = -60$ ел. град.). У цій таблиці параметри з цифровими індексами відносяться до окремих секцій індуктора (нумерація секцій по ходу руху заготовок), а без індексів – до індуктора в цілому.

Таблиця 2

№ п	Ψ , ел.град	U , В	I_1 , А	I_2 , А	I_3 , А	P_1 , кВт	P_2 , кВт	P_3 , кВт	P , кВт	$\cos\varphi_1$	$\cos\varphi_2$	$\cos\varphi_3$	η_e , %
1	–	369	3540	–	–	411	–	–	411	0,315	–	–	50,8
2	+120	123	3824	3650	3583	150,9	142,8	136,4	430,1	0,32	0,32	0,31	48,8
3	-120	123	3831	3649	3580	135,6	142,9	151,6	430,1	0,29	0,32	0,34	48,8
4	+60	123	3752	3501	3507	147,3	136,3	133,5	417,1	0,32	0,32	0,31	50,1
5	-60	123	3758	3499	3504	132,6	136,5	148,1	417,2	0,29	0,32	0,34	50,1

Аналізуючи отримані результати, в першу чергу слід зазначити, що, як і слід було очікувати, максимальне значення ККД установки досягається у випадку однофазного індуктора (п.1 табл. 2), а мінімальне – для трифазного індуктора у випадку живлення його від симетричної системи напруги (пп. 2 і 3). Проте навіть у випадку розміщення фазних секцій індуктора впритул одна до одної в осьовому напрямі (зазвичай секції розміщують з проміжками між собою) та збереженні суцільного по довжині магнітопроводу зниження електричного ККД установки для трифазного індуктора відбувається всього на 2% в порівнянні з однофазним. Для нагрівання заготовок до приблизно однакової температури за трифазного живлення розбитого на три секції однофазного індуктора значення напруги кожної фази повинно бути зменшено в три рази по відношенню до однофазного. Струмове навантаження на фазу при цьому залишається приблизно на тому самому рівні. Його нерівномірність по фазам незначна (в межах 6%). Дещо більша вона у випадку живлення індуктора від системи напруг з фазовим кутом $\psi = 60$ ел. град.

Доцільно тут також відзначити прояв відомого в електротехніці явища – переносу активної потужності в таких системах з однієї крайньої фази в іншу за рахунок різних значень коефіцієнтів взаємної індуктивності секцій, які залежать від кутів зсуву між струмами в кожній секції. Це наглядно демонструють дані цієї таблиці, де видно як змінюються значення активної потужності в крайніх секціях індуктора у разі зміни порядку чергування фаз, що їх живлять.

Важливим також питанням за трифазного живлення індукційної установки є розподіл температури заготовок по довжині індуктора в залежності від системи живлення. Розрахунки показують, що незважаючи на різний розподіл активної потужності по секціям порядок чергування фаз практично

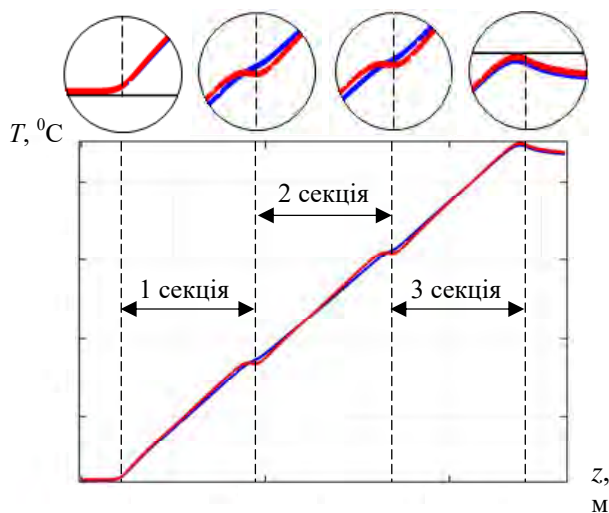


Рис. 7

Висновки. Розроблено математичну модель для чисельного дослідження електротеплових процесів в установці індукційної термообробки (нагрівання) рухомих циліндричних алюмінієвих зливків (заготовок) за заданої напруги на індукторі з врахуванням розподілу густини струму в його витках. Підтверджено адекватність розробленої моделі. Розбіжність розрахованих електромагнітних параметрів і параметрів діючої установки не перевищила 5%.

Визначено вплив профілю струмопроводу витків одношарового індуктора на ефективність індукційної установки. Встановлено, що найбільший вплив на її ефективність вчиняє ближня до заго-

товки стінки трубки індуктора. Оптимальна (раціональна) товщина її знаходиться на рівні глибини проникнення електромагнітного поля в метал. Використання індуктора з таким струмопроводом дає змогу приблизно на 30% підвищити ККД типової установки, що має індуктор, виготовлений із мідної трубки, всі стінки якої мають однакову товщину.

Використання трифазного індуктора для індукційного нагрівання циліндричних алюмінієвих заготовок дає можливість практично забезпечити електромагнітну сумісність індукційної установки з електричною мережею живлення. Живлення такого індуктора від трифазної системи напруги з фазовим кутом між напругами у 60 ел. град. дає змогу отримати фактично рівномірний нагрів заготовок у разі зменшення ККД установки всього на 2% у порівнянні з однофазним індуктором.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Забезпечення стійкості та надійності національної електроенергетики в умовах синхронної роботи ОЕС України з континентальною європейською енергетичною системою ENTSO-E (шифр: РЕЖИМ-2)» (№ держреєстрації 0123U100769), КПКВК 6541230.

1. Золотарев В.М., Щерба М.А., Гурин А.Г., Супруновская Н.И., Чопов Е.Ю., Обозный А.Л. Электротехнологический комплекс производства кабельных систем на напряжение до 400 кВ. К.: При формат, 2017. 594с.
2. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией на сверхвысокие напряжения. К.: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2013. 550 с.
3. Немков В.С., Демидович В.Б. Теория и расчет устройств индукционного нагрева. Л.: Энергоатомиздат, 1988. 271 с.
4. Nemkov V., Demidovich V., Rastvorova I., Chmilenko F., Sitko P., M'Liki Mohamed Amin. Energy-efficient induction heating of aluminium billets. *Proceedings of XVII congress UIE-2012*. St. Petersburg, 21-25 May 2012. Pp. 394-399.
5. Краснорудский В.А., Умушкина А.А., Попова А.Н. Исследование распределения магнитного поля в индукторах с многослойными обмотками. *Научный альманах. Технические науки*. 2016. № 11-2(25). С. 163-166. DOI: <https://doi.org/10.17117/na.2016.11.02.163>
6. Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н., Ушаков В.И. Компьютерное моделирование электро-тепловых процессов и термомеханических напряжений при индукционном нагреве движущихся медных слитков. *Технічна електродинаміка*. 2013. №2. С. 10-18.
7. Виштак П.А., Кондратенко И.П., Ращепкин А.П. Энергетические параметры трехфазных цилиндрических индукторов. *Технічна електродинаміка*. 1996. №6. С. 55-58.
8. Comsol Multiphysics. URL: <https://www.comsol.com/> (дата доступу 25.07.2023).
9. Егизарян А.С., Зимин Л.С. Особенности индукционного нагрева алюминиевых сплавов. *Вестник Самар. Гос. Техн. Ун-та. Сер. Технические науки*. 2016. № 2 (50). С. 203-207.
10. Шафман Л.А., Непомнящий Е.М., Стерник Ю.Л. Оптимальные параметры пресования алюминиевых сплавов. *Цветные металлы*. 1968. №12. С. 69-72.

SIMULATION OF ELECTRO-THERMAL PROCESSES IN THE INSTALLATION OF INDUCTION HEAT TREATMENT OF ALUMINUM CASTINGS AND DETERMINATION OF WAYS TO INCREASE ITS EFFICIENCY WHEN PRESSING WIRE ROD FOR POWER CABLES

A.F. Zharkin¹, Yu.M. Goryslavets¹, O.I. Gluhenky¹, V.V. Zolotaryov², R.V. Belyanin²

¹Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Beresteiskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: yugoris@ukr.net.

²YUZHicable WORKS, PJSC,

Avtogenna str., 7, Kharkiv, 61099, Ukraine.

A computer mathematical model is presented for the study of electrothermal processes in the installation of induction heat treatment of cylindrical aluminum ingots during pressing of wire rod for the manufacture of aluminum wire for power cables. The model makes it possible to determine energetically and technologically appropriate electromagnetic and thermal modes of induction heat treatment of ingots at a given voltage on the inductor. The results of the study of a typical installation for heating aluminum blanks for the purpose of their subsequent pressing using a single-phase single-layer cylindrical inductor made of a rectangular copper tube are presented. Temperature distributions along the length of the aluminum blanks, as well as in the cross-sections of the billets at the output of the inductor, were obtained. A slight difference in the calculated electromagnetic and thermal parameters from the similar parameters of the operating installation confirmed the adequacy of the developed model. Ways to increase the efficiency of the induction heating installation by optimizing the profile of the inductor turns are considered. The influence of the thickness of the wall of the copper tube of the inductor close to the workpiece on the efficiency of the installation was determined and it was

shown that its optimal thickness is at the level of the depth of penetration of the electromagnetic field into the metal. The possibility of using a three-phase power supply of the inductor was also investigated and it was shown that in this case it is most appropriate to use a phase angle shift between voltages of 60 el. degree. References 10, tables 2, figures 7.

Key words: electro-thermal processes, induction heat treatment, aluminum ingots, single-phase and three-phase power supply, computer modeling, efficiency of electro-heat treatment, profile of inductor turns.

1. Zolotarev V.M., Shcherba M.A., Guryin A.G., Suprunovskaya N.Y., Chopov E.Yu., Obozny A.L. Electro-technological complex for the production of cable systems for a voltage of up to 400 kV. Kyiv: Pri format, 2017. 594 p. (Rus)
2. Shidlovsky A.K., Shcherba A.A., Zolotarev V.M., Podoltsev A.D., Kucheryavaya I.N. Cables with polymer insulation for ultra-high voltage. Kyiv: Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2013. 550 p. (Rus)
3. Nemkov V.S., Demidovych V.B. Theory and calculation of induction heating devices. Leningrad: Energoatomizdat, 1988. 271 p. (Rus)
4. Nemkov V., Demidovich V., Rastvorova I., Chmilenko F., Sitko P., M'Liki Mohamed Amin. Energy-efficient induction heating of aluminum billets. *Proceedings of XVII congress UIE-2012*. St. Petersburg, May 21-25, 2012. Pp. 394-399.
5. Krasnorudsky V.A., Umushkina A.A., Popova A.N. Investigation of magnetic field distribution in inductors with multilayer windings. *Nauchnyi almanakh. Tekhnicheskie nauki*. 2016. No 11-2(25). Pp. 163-166. DOI: <https://doi.org/10.17117/na.2016.11.02.163>. (Rus)
6. Shcherba A.A., Podoltsev A.D., Kucheryavaya I.N., Ushakov V.I. Computer modeling of electrothermal processes and thermomechanical stress during induction heating of moving copper ingots. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2013. No 2. Pp. 10-18. (Rus)
7. Vishtak P.A., Kondratenko I.P., Rashchepkin A.P. Energy parameters of three-phase cylindrical inductors. *Tekhnichna elektrodynamika*. 1996. No 6. Pp. 55-58. (Rus)
8. Comsol Multiphysics. URL: <https://www.comsol.com/> (accessed date 25.07.2023).
9. Egiazaryan A.S., Zimin L.S. Features of induction heating of aluminum alloys. *Vestnik Samarskogo Gosudarstvennogo Tekhnicheskogo Universiteta. Seria Tekhnicheskie Nauki*. 2016. No 2 (50). Pp. 203-207. (Rus)
10. Shafman L.A., Nepomnyashchy E.M., Sternik Yu.L. Optimal parameters for pressing aluminum alloys. *Tsvetnye metaly*. 1968. No 12. Pp. 69-72. (Rus)

Надійшла 16.08.2023
Остаточний варіант 11.09.2023

Теоретична електротехніка та електрофізика

ВДОВИЧЕНКО А.В. Резонансна система бездротової передачі енергії з використанням електричного поля	5
ЖАРКІН А.Ф., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., ПАВЛОВ В.Б. Комп'ютерне моделювання та дослідження енергоефективності процесів заряджання акумуляторної батареї електромобіля від бездротового зарядного пристрою.....	4
ЖАРКІН А.Ф., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., ПАВЛОВ В.Б. Визначення параметрів основних елементів бездротового зарядного пристрою для зарядки акумуляторної батареї електромобіля	5
ЖИЛЬЦОВ А.В., ЗАЄЦЬ Н.А., БЕРЕЗЬЮК А.О., ГАЙ О.В., ЛИКТЕЙ В.В. Розрахунок вихрових струмів у трифазному теплогенераторі індукційного типу з використанням методу вторинних джерел. Режим струму	4
КУЧЕРЯВА І.М. Потенційні засоби керування магнітного поля підземних силових кабелів у поліетиленових трубах з композиційного магнітного матеріалу	3
ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., ЛОМКО М.О. Оцінка швидкості старіння полімерної ізоляції силового кабелю під дією періодичної несинусоїдної напруги	1
ЩЕРБА А.А., ЩЕРБА М.А., ПЕРЕТЯТКО Ю.В. Електрофізичні процеси деградації зшитої поліетиленової ізоляції силових кабелів і самоутримних ізовольованих проводів за несинусоїдних напругах і струмах	1
SUCHKOV G.M., BOLYUKH V.F., KOCHERGA A.I., MYGUSHCHENKO R.P., KROPACHEK O.Yu. Increasing the efficiency of the surface-mounted ultrasonic electromagnetic-acoustic transducer on account of the magnetic field source	2

Перетворення параметрів електричної енергії

БОЙКО В.С., ШКАРДУН О.В. Умови перезаряду конденсаторів комутуючої ланки трифазного мостового компенсаційного перетворювача	3
БОЙКО В.С., ШКАРДУН О.В. Електромагнітні процеси у трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі	4
ВІННИЧЕНКО Д.В., НАЗАРОВА Н.С., ВІННИЧЕНКО І.Л. Дослідження характеристик високовольтного безтрансформаторного резонансного зарядного пристрою ємнісного накопичувача.....	2
ЖУЙКОВ В.Я., ВЕРБИЦЬКИЙ Є.В., АБАКУМОВА О.О., БЛІНОВ А. Стійкість замкнених систем електроживлення з використанням широтно-імпульсної модуляції під час врахування фактору пульсацій.....	6
ЛИПКІВСЬКИЙ К.О., МОЖАРОВСЬКИЙ А.Г. Особливості зміни робочих станів виконавчих структур багаторівневих випрямлячів.....	6
МАРТИНОВ В.В. Визначення умов зменшення енергонакопичення у вихідних колах джерел електроживлення потужних газорозрядних установок	1
МИСАК Т.В. Аналіз стійкості системи стабілізації напруги на накопичувальному конденсаторі трифазного паралельного активного фільтра	1
ПАВЛОВСЬКИЙ В.О., ГУРІН В.К., ЮРЧЕНКО О.М. Аналіз електромагнітних процесів в колі «обмежувач напруги – фільтр нижніх частот» за дії високовольтної імпульсної завади з мережі електроживлення	4
РУДЕНКО Ю.В. Розрахунок перетворювачів постійної напруги в режимах переривчастої провідності з використанням метода усереднення на основі теорем Лагранжа	4
СОЛОВІЙОВ В.Г., РЯБЦЕВ І.О., ЛАНКІН Ю.М., РОМАНОВА І.Ю. Розробка та дослідження моделі ПД-регулятора напруги дуги під час наплавлення.....	6
ЩЕРБАК Я.В., ІВАКІНА К.Я. Особливості динамічних характеристик систем регулювання із односторонньою та двосторонньою широтно-імпульсними модуляціями	2
OLESCHUK V.I. Evolution and dissemination of specialized strategies, methods, and techniques of synchronous pulsewidth modulation for control of voltage source inverters and inverter-based systems	5

Електромеханічне перетворення енергії

ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., ПАВЛЮК В.В. Порівняльний аналіз енергетичних характеристик різних типів синхронних тягових електродвигунів	4
МАЗУРЕНКО Л.І., ВАСИЛІВ К.М., ДЖУРА О.В. Вдосконалена математична модель триобмоткової асинхронної машини.....	5
ПЕРЕСАДА С.М., НІКОНЕНКО Є.О., КОВБАСА С.М., КУЗНЕСЦОВ О. Адаптивні спостерігачі частоти двофазних та однофазних гармонічних сигналів	1
ПЕТУХОВ І.С., КІРЄЄВ В.Г., АКИНІН К.П., ЛАВРИНЕНКО В.А. Вплив числа фаз обмотки обертання	

на структуру та властивості електричної машини з триступеневим ротором.....	2
ПЕТУХОВ І.С. Електромагнітні моменти управління прецесійним рухом триступеневої електричної машини	4
ПЕТУХОВ І.С., КІРЕЄВ В.Г., АКІНІН К.П., ЛАВРИНЕНКО В.А. Триступенева електрична машина з внутрішнім та зовнішнім ротором: порівняльний аналіз показників керованості	5
ПОПОВИЧ О.М., ЯШИН Р.В. Дослідження енергоефективності електромеханічної системи водопостачання багатоповерхового будинку із дворівневими стояками	1
СТЯЖКІН В.П. , ЗАЙЧЕНКО О.А., ГАВРИЛЮК С.І., РИЖКОВ О.М., ТЕРЯЄВ В.І., КРАСНОШАПКА Н.Д. Комбіноване керування безредукторним дугостаторним електроприводом антени суднової радіолокаційної станції з нечітким регулятором швидкості	3
ТЕРЯЄВ В.І., ДОББИК А.Ю., ЗАЙЧЕНКО О.А. Особливості математичного моделювання лінійного асинхронного двигуна з короткими індуктором і вторинним елементом	6
ЧЕПКУНОВ Р.А. Застосування асинхронного електропривода з керуванням за реактивною потужністю	3
ШУРУБ Ю.В. Визначення параметрів типових цифрових статичних регуляторів промислових електроприводів	1
AKININ K.P., KIREYEV V.G., FILOMENKO A.A., LAVRINENKO V.A., VERTELIEVA O.V. Study of approaches to the development of a scanning device based on a brushless magnetoelectric motor of return-rotary motion	3
ANDRIENKO P.D., ALEKSEVSKIY D.G., BLYZNIAKOV O.V., NEMYKINA O.V., NEMUDRIY I.Yu. Efficacy analysis of electromechanical conversion systems of wind turbines with aerodynamic multiplication.....	6
CHERNO O.O., HUROV A.P., IVANOV A.V. Energy characteristics of the electromagnetic vibration drive with pulse power supply of vibrator coils	2
CHERNO O.O., KOZLOV A.Yu. Modeling of a controlled electromagnetic vibration drive with a variable resonant frequency	4
KHUDIAYEV O.A., PSHENYCHNYKOV D.O., KLEPIKOV V.B., VOROBIOV B.V. Electrodynamic of high-precision iterative feed electric drive of machining center with inertial load.....	3
MAZURENKO L.I., DZHURA O.V., SHYKHENENKO M.O., KOTSIURUBA A.V. Modification of the master generator method used for frequency and voltage control in isolated power systems with parallel operating ac generators	2
PERESADA S.M., RODKIN D.I., NIKONENKO Y.O., KOVBASA S.M., POLISCHUK V.V. Robust control of low-cost direct drives based on interior permanent magnet synchronous motors.....	2
PETUKHOV I.S., AKININ K.P., KIREYEV V.G., LAVRINENKO V.A. Influence of control current waveform on rotor nutation of three-degrees-of-freedom electric machine	6
SHCHUR I.Z., KHARCHYSHYN B.M., TURKOVSKIY V.P. Simulation and experimental investigation of dual three-phase BLDC motor operation at imbalanced modular loading.....	3
Електроенергетичні системи та устаткування	
БЛІНОВ І.В., МІРОШНИК В.О., ЛОСКУТОВ С. Зниження витрат на покриття небалансів учасників балансувальної групи виробників електричної енергії з відновлюваних джерел	1
БУТКЕВИЧ О.Ф., ГУРСЄВА Т.М., ЮНСЄВА Н.Т. Структурні зміни енергосистем та відповідні зміни їхніх динамічних властивостей	6
ГЛЕБОВ О.Ю., КОЛІУШКО Д.Г., ПЛІЧКО А.В., РУДЕНКО С.С. Визначення опору заземлювальних пристроїв підстанцій 330(220) кВ.....	5
ДЕНИСЮК С.П., БЄЛОХА Г.С., ДЕРЕВ'ЯНКО Д.Г. Оптимізація витрат первинного палива на локальних ринках електроенергії в системах з дизель-генераторами	1
КИРИЛЕНКО О.В., ПАВЛОВСЬКИЙ В.В., СТЕЛЮК А.О., ЛЕНЬГА О.В., ЗАЙЧЕНКО В.Б., ЛИХОВИД Ю.Г. Аналіз зміни частоти в ОЕС України за різних режимів її роботи	1
КОЦАР О.В., РАСЬКО Ю.О. Вдосконалення методичного та інструментального забезпечення управління попитом в лібералізованих ринках електричної енергії	3
ЛЕЖНЮК П.Д., ГУНЬКО І.О., КОЗАЧУК О.І., ЛИСИЙ В.М. Втрати електроенергії, викликані перетоками відновлювальних джерел енергії, в балансі електричних мереж	6
ПАРУС Є.В., БЛІНОВ І.В., ОЛЕФІР Д.О. Формування графіка пропозиції ГЕС для ринку «на добу наперед» методами умовної оптимізації зі штрафними функціями	6
САУХ С.Є. Концепція побудови структурно мінливої електроенергетичної системи України	5
ЯГУП В.Г., ЯГУП К.В. Пошукова оптимізація режиму повної компенсації реактивної потужності в електричній мережі.....	5
AHMED JASSIM AHMED, MOHAMMED H. ALKHAFAJI, ALI JAFER MAHDI. Decision-making method for the optimum allocation of charging stations of electric vehicle in distribution networks	1
BABAК V.P., KULYK M.M. Possibilities and perspectives of the consumers-regulators application in systems	

of frequency and power automatic regulation	4
SAUKH S.E., BORYSENKO A.V. Mathematical model of a flexible micro grid integrated into the country grid.....	2
Електротехнологічні комплекси та системи	
БОЖКО І.В., КОНДРАТЕНКО І.П., ЛОБАНОВ Л.М., ПАЩИН М.О., БЕРДНІКОВА О.М., МИХОДУЙ О.Л., КУШНАРЬОВА О.С., ГОНЧАРОВ П.В. Застосування імпульсного бар'єрного розряду для обробки поверхні пластин зі сталі марки 25ХГНМТ	1
БЕРЕКА В.О., БОЖКО І.В., КАРЛОВ О.М., КОНДРАТЕНКО І.П. Взаємоузгодження параметрів джерела живлення та робочої камери для обробки води імпульсним бар'єрним розрядом.....	4
ЖАРКІН А.Ф., ГОРИСЛАВЕЦЬ Ю.М., ГЛУХЕНЬКИЙ О.І., ЗОЛОТАРЬОВ В.В., БІЛЯНІН Р.В. Моделювання електротеплових процесів в установці індукційної термообробки алюмінієвих зливків і визначення шляхів підвищення її ефективності під час пресуванні катанки для силових кабелів.....	6
Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці	
БОРЦОВ П.І., МЕЛЬНИК В.Г. Зменшення впливу опорів переносу заряду у біосенсорних кондуктометричних вимірювальних перетворювачах.....	2
БРАГИНЕЦЬ І.О., МАСЮРЕНКО Ю.О. Ефективність оптичної калібровки у високоточних лазерних далекомірах	5
ГЕРАСИМЕНКО І.В., ЗАЙЦЕВ Є.О., ЛАТЕНКО В.І., МИРОНОВ Р.Д., ОРНАТСЬКИЙ І.А., ФІЛЬ С.О. Удосконалення алгоритму розрахунку температури квазілінійного резистивного сенсора Pt100	2
ЛЕВИЦЬКИЙ А.С., РАССОВСЬКИЙ В.Л., ЗАЙЦЕВ Є.О. Ємнісний сенсор з системою паралельних компланарних електродів для вимірювання повітряного зазору в гідрогенераторах.....	3
МІХАЛЬ О.О., МЕЛЕЩУК Д.В., СТЕННИК О.Ю. Обчислення поправок диференційних двохелектродних кондуктометричних комірок із розрахунковою константою	3
САМКОВ О.В., КОВАЛЬ В.В., ЛИСЕНКО В.П., КАЛ'ЯН Д.О., РИБІНА О.Б., ОСІНСЬКИЙ О.Л. Пристрій багатоканального моніторингу синхросигналів SMART GRID енергосистем з оптимальним за швидкістю фазовим автопідстроюванням частоти	1
ТЕСИК Ю.Ф., КАРАСІНСЬКИЙ О.Л., МОРОЗ Р.М., ПРОНЗЕЛЕВА С.Ю., ЗАЙКОВ М.В. Аналіз впливу режимів роботи мережі на рівень обліку активної та реактивної електричної енергії.....	2
Сторінки історії	
ДУНАЄВСЬКА Н.І., СВТУХОВ В.Я. Історія енергетики м. Києва: 125 років Центральної електричної станції	5
Персоналії	
До 60-річчя члена-кореспондента НАН України Н.А.ШИДЛОВСЬКОЇ.....	4
До 90-річчя академіка НАН України А.К. ШИДЛОВСЬКОГО.....	5
ПОКАЖЧИК статей за 2023 рік	6