



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
2024

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

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

EDITORIAL BOARD*

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

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

INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

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

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

Адреса редакції:

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

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

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

- ЩЕРБА М.А., ТРОЦЕНКО Є.О., ПРОЦЕНКО О.Р., ГУТОРОВА М.С. Інтенсифікація часткових розрядів в полімерній ізоляції силових кабелів під впливом вищих гармонік та форми газових мікрровключень3
- СУПРУНОВСЬКА Н.І., ВІННИЧЕНКО Д.В., МИХАЙЛЕНКО В.В. Вплив початкової напруги ємнісного накопичувача енергії електророзрядних установок на електричні характеристики його коливального заряду.....8

Перетворення параметрів електричної енергії

- ЮРЧЕНКО О.М., ГУРІН В.К., ТВЕРДОХЛІБ Ю.О. Транзисторний перетворювач із узгодженням імпедансу навантаження індукційного нагрівального обладнання з дво/тричастотним вихідним струмом15
- ВЕРЕЩАГО Є.М., КОСТЮЧЕНКО В.І., СТОГНІЄНКО Є.В., ГРЕШНОВ А.Ю. Керування динамікою імпульсного перетворювача з м'яким перемиканням, що працює на дугове навантаження21
- ЧИЖЕНКО О.І., РИБІНА О.Б. Застосування умовно дванадцятифазного керованого компенсаційного перетворювача для послідовного прямого запуску від електричної мережі чотирьох потужних асинхронних машин31

Електромеханічне перетворення енергії

- MAZURENKO L.I., DZHURA O.V., SHYKHENENKO M.O., KOROTIN S.M. Control of a capacitor excited isolated induction generator assisted by a multi-modular power electronic converter38
- LEIDHOLD R., KALUHIN D., TOLOCHKO O. Experimental research of the magnetization and demagnetization processes of the vector-controlled induction motor44
- ГОГОЛЮК О.П., ГОГОЛЮК П.Ф. Універсальна математична модель автономного асинхронного генератора з конденсаторним самозбудженням.....50
- GREBENIKOV V.V., PODOLTSEV O.D., GAMALIA R.V., TAZHIBAEV A.A., ARYNOV N.N., SAKHNO O.A. Computer modeling of transient electromechanical processes in a wind power plant with a magnetic gearbox.....56
- ГОЛЕНКОВ Г.М., ВЕРЕМІЄНКО А.В. Розрахунок та математичне моделювання електромагнітних тягових характеристик привода робочого органу установки для видобування нафти на базі коаксіально-лінійного асинхронного двигуна62

Електроенергетичні системи та установки

- БУТКЕВИЧ О.Ф., ГУРСЄВА Т.М., ЮНСЄВА Н.Т., СЛОБОДЯН А.Р. Експериментально-модельні дослідження впливу розосередженої генерації на виникнення асинхронних режимів в об'єднаній енергосистемі України.....67
- БУЙНИЙ Р.О., БЕЗРУЧКО В.М., СТРОГІЙ А.Ю. Визначення величини ємності системи провід-ізолятор-штир в повітряних лініях напругою 6-10 кВ для оцінки можливості ранньої діагностики стану ізоляції77

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

- ЛАМЕКО О.Л., ПЕТРЕНКО А.В., МЕЛЬНИК В.Г., ВАСИЛЕНКО О.Д., МЕЛЬНИКОВ О.О. Розвиток принципів побудови апаратури для реалізації методу амперостатичної кулонометрії.....81
- BAIDA Ye.I., PANTELYAT M.G. Using the Monte Carlo method for calculating the error of the measurement system90
- ТЕСИК Ю.Ф., КАРАСІНСЬКИЙ О.Л., МОРОЗ Р.М., ПРОНЗЕЛЕВА С.Ю., ЗАЙКОВ М.В., БОГДАН О.М. Дослідження цифро-аналогового підсилювача сигналу з мінімальними нелінійними спотвореннями.....94
- Показчик статей за 2024 рік.....98**

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

- SHCHERBA M.A., TROTSSENKO Ye.O., PROTSENKO O.R., GUTOROVA M.S. Intensification of partial discharges in the polymer insulation of power cables under the influence of higher harmonics and the forms of gas microinclusions.....3
- SUPRUNOVSKA N.I., VINNYCHENKO D.V., MYKHAILENKO V.V. Influence of the initial voltage of the capacitive energy storage in electrical discharge installations on the electrical characteristics of its oscillatory charge8

Conversion of electric energy parameters

- YURCHENKO O.M., GURIN V.K., TVERDOKHLIB Yu.O. A transistor converter with load impedance matching of induction heating equipment with two/three frequency output current.....15
- VERESHCHAGO E.M., KOSTIUCHENKO V.I., STOHNIIENKO Ye.V., HRIESHNOV A.Yu. Control of the dynamics of a pulse converter with soft switching operating with arc load21
- CHYZHENKO O.I., RYBINA O.B. Conditionally twelve-phase controlled compensation converter for facilitating direct start from the electrical network in series of four 8 mw asynchronous machines.....31

Electromechanical energy conversion

- MAZURENKO L.I., DZHURA O.V., SHYKHENENKO M.O., KOROTIN S.M. Control of a capacitor excited isolated induction generator assisted by a multi-modular power electronic converter38
- LEIDHOLD R., KALUHIN D., TOLOCHKO O. Experimental research of the magnetization and demagnetization processes of the vector-controlled induction motor44
- HOHOLYUK O.P., GOGOLYUK P.F. Universal mathematical model of an autonomous asynchronous generator with capacitor self-excitation50
- GREBENIKOV V.V., PODOLTSEV O.D., GAMALIYA R.V., TAZHIBAEV A.A., ARYNOV N.N., SAKHNO O.A. Computer modeling of transient electromechanical processes in a wind power plant with a magnetic gearbox.....56
- GOLENKOV G.M., VEREMIENKO A.V. Calculation and mathematical modeling of electromagnetic traction characteristics of the drive working authority of oil extraction installations on the base of a coaxial-linear induction motor62

Electric power systems and installations

- BUTKEVYCH O.F., HURIEIEVA T.M., YUNIEIEVA N.T., SLOBODIAN A.R. Experimental and model studies of the distributed generation influence on the asynchronous modes emergence in the interconnected power system of Ukraine.....67
- BUINYI R.O., BEZRUCHKO V.M., STROGII A.Yu. Determination of the capacitance value of the conductor-insulator-pin system in 6-10 kV overhead power lines to assess the feasibility of early diagnostics of the insulation condition.....77

Information Measuring Systems in Electric Power Engineering

- LAMEKO O.L., PETRENKO A.V., MELNYK V.G., VASYLENKO O.D., MELNYKOV O.O. Development of apparatus construction principles for the implementation of the amperostatic coulometry method.....81
- BAIDA Ye.I., PANTELYAT M.G. Using the Monte Carlo method for calculating the error of the measurement system90
- TESIK Yu.F., KARASINSKIY O.L., MOROZ R.M., PRONZELEVA S.Yu., ZAIKOV M.V., BOGDAN O.M. The digital-analogue signal amplifier with minimum nonlinear distortions research.....94
- Index for papers 2024.....98**

Науковий редактор К.О. ЛИПКІВСЬКИЙ

Редактори І.О. БРАГІНЕЦЬ

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 11 від 17.10.2024 р. Включено до Переліку наукових фахових видань України 24.05.2018, категорія «А». Зареєстровано Національною радою України з питань телебачення і радіомовлення 31 серпня 2023 року, протокол № 20, рішення № 781. ІД R30-01209. Підписано до 21.10.2024. Ум.-друк. арк. 12,4.

ІНТЕНСИФІКАЦІЯ ЧАСТКОВИХ РОЗРЯДІВ В ПОЛІМЕРНІЙ ІЗОЛЯЦІЇ СИЛОВИХ КАБЕЛІВ ПІД ВПЛИВОМ ВИЩИХ ГАРМОНІК ТА ФОРМИ ГАЗОВИХ МІКРОВКЛЮЧЕНЬ

М.А. Щерба^{1*}, докт. техн. наук, Є.О. Троценко^{1**}, канд. техн. наук,
О.Р. Проценко^{1***}, канд. техн. наук, М.С. Гуторова^{2****}, канд. техн. наук

¹ НТУ України "КПІ ім. Ігоря Сікорського",

просп. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна,

e-mail: m.shcherba@gmail.com.

² Інститут електродинаміки НАН України,

просп. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: vsi@ied.org.ua.

Описано фактори, які впливають на інтенсифікацію часткових розрядів в газових мікрОВКЛЮЧЕННЯХ в полімерній ізоляції силових кабелів. До таких факторів відносяться амплітуда, частота і форма напруги електроживлення, а також розмір, форма і розташування відносно електричного поля мікрОВКЛЮЧЕННЯ. Шляхом математичного моделювання показана залежність напруженості електричного поля всередині мікрОВКЛЮЧЕННЯ від його форми в контексті можливості досягнення напруженості пробою газу для ініціації часткового розряду. Експериментально продемонстровано, що збільшення пульсацій постійної випрямленої напруги збільшує в діелектрику кількість часткових розрядів в одиницю часу. Слід звернути увагу, що впливи вищих гармонічних складових напруги на ізоляцію силових кабелів є додатковими до впливів за синусоїдних режимів роботи, і поява гармонік під час випробування кабелів і розробки рекомендацій до режимів їхньої експлуатації на даний час не регламентується. Бібл. 12, рис. 3.

Ключові слова: силовий кабель, полімерна ізоляція, частковий розряд, вищі гармоніки, математичне моделювання, напруженість електричного поля.

Вступ. Діелектричні матеріали сучасних кабельних систем зазвичай експлуатуються в більш жорстких умовах, ніж прогнозується виробником, оскільки форма напруги в електромережі часто відмінна від синусоїдної. Наявність багатьох видів нелінійного навантаження та збільшення кількості відновлюваних джерел енергії призводить до появи, окрім основної частоти, додаткових вищих гармонічних складових, які формують загальну несинусоїдну напругу. В результаті ресурс полімерної ізоляції силових кабелів додатково зменшується у порівнянні з прогнозованим під час використання в умовах синусоїдного живлення [1].

Важливим фактором, що впливає на старіння і, згодом, пробій кабельної ізоляції, є виникнення часткових розрядів (ЧР) в мікропорожнинах, заповнених газом (газових мікрОВКЛЮЧЕННЯХ) [2, 3]. Також вимірювання рівня ЧР стало потужним інструментом неінвазійної діагностики поточного стану ізоляції [4]. Ряд дослідників, зокрема [5], зазначають, що несинусоїдна форма напруги живлення призводить до змін інтенсивності ЧР, порівнюючи з синусоїдною, і цим пояснюють пришвидшене старіння полімеру. Проте, незважаючи на прогрес у розумінні процесів ЧР, значну кількість експериментальних [6] і теоретичних робіт [7], потребує уточнення опис механізму змін у ЧР за несинусоїдної прикладеної напруги і кількісна оцінка факторів впливу.

Необхідними умовами виникнення ЧР у газовому мікрОВКЛЮЧЕННІ є одночасне: 1) перевищення напруженості електричного поля (ЕП) E у газі значення напруженості пробою $E_{пр} \approx 3$ кВ/мм ($E > E_{пр}$); 2) наявність вільних електронів для започаткування лавини розряду. В свою чергу, на виконання цих двох умов впливають параметри електроживлення: амплітуда, частота і форма прикладеної напруги, а також параметри мікрОВКЛЮЧЕННЯ: розмір, форма і розташування

© Щерба М.А., Троценко Є.О., Проценко О.Р., Гуторова М.С., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0001-6616-4567>; ** <https://orcid.org/0000-0001-9379-0061>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-7719-3336>; **** <https://orcid.org/0000-0003-4259-7530>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

відносно напрямку ЕП. Узагальнення факторів, які впливають на активність ЧР, та взаємозв'язків між ними наведено у вигляді блок-схеми на рис. 1. В даній роботі увагу зосереджено на впливі форми газового мікрովключення та степені несинусоїдності прикладеної напруги на інтенсивність ЧР.

Метою роботи є аналіз факторів, які визначають інтенсивність часткових розрядів в газових мікрովключеннях в полімерній ізоляції силових кабелів задля оцінки впливу коефіцієнту гармонік напруги електроживлення, та форми мікрովключень на перебіг часткових розрядів.

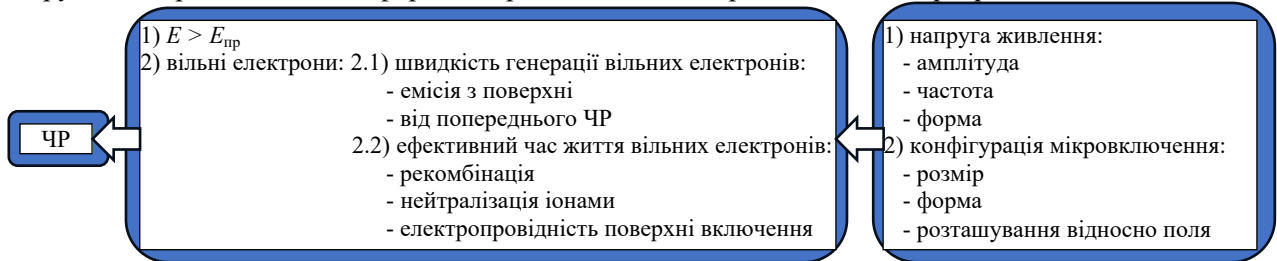


Рис. 1

Влив конфігурації мікрովключення. На першому етапі досліджувався вплив форми порожнини в діелектрику на інтенсивність у ній ЧР. Зміна у формі включення, згідно теорії електромагнітного поля, змінює величину напруженості ЕП у газі.

Розподіл ЕП в діелектриках описується рівняннями

$$\nabla \cdot D = \rho, \quad (1)$$

$$\nabla \cdot J + \frac{\partial \rho}{\partial t} = 0, \quad (2)$$

де D – електричне зміщення; ρ – густина вільного заряду; J – густина струму.

З рівнянь (1) і (2) можна отримати вираз для електричного потенціалу ϕ

$$\nabla \cdot (\sigma \nabla \phi) + \nabla \cdot \left(\epsilon \nabla \frac{\partial \phi}{\partial t} \right) = 0, \quad (3)$$

де σ – питома електропровідність матеріалу; ϵ – його діелектрична проникність.

Використовуючи рівняння (3), доповнене умовами Діріхле та Неймана на границі поділу ізоляція-повітря, у програмному пакеті для математичного моделювання *Comsol Multiphysics* методом скінчених елементів обчислено напруженість ЕП в газовому мікрովключенні (алгоритм більш детально описаний у [8, 9]). За прикладеної змінної напруги живлення розраховано миттєві значення напруженості ЕП в газових мікрովключеннях форми еліпсоїда обертання з максимальним розміром 50 мкм в зшитій поліетиленовій ізоляції високовольтного кабелю 110 кВ.

Результати обчислень наведено у відносних одиницях для їхньої інтерпретації на загальний випадок. Напруженість ЕП представлено у вигляді коефіцієнта підсилення поля $k_E = E/E_0$, де E_0 – напруженість однорідного поля в ізоляції. Для опису форми еліпсоїдального мікрովключення вказується коефіцієнт форми $k_\phi = a/b$ – співвідношення його півосей перпендикулярно і вздовж ЕП. На рис. 2, а наведено просторовий розподіл ЕП, де темне тонування відповідає найбільшій напруженості, яка спостерігається у газовому включенні. На рис. 2, б наведено залежність напруженості ЕП в газі (величини k_E) від форми включення, тобто від коефіцієнта k_ϕ . У разі $k_\phi > 1$ еліпсоїд витягнутий перпендикулярно полю, за $k_\phi < 1$ – вздовж поля. Так для мікрովключення

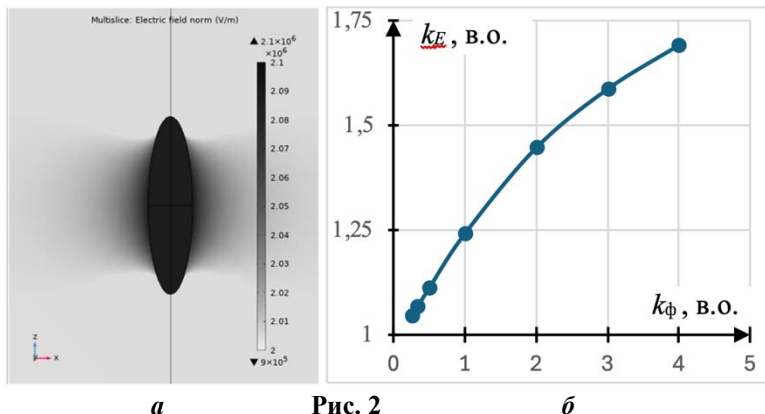


Рис. 2

фіксованого об'єму у випадку зміні k_ϕ від 1/4 до 4 напруженість ЕП в газі зростає на 60% (величина k_E від 1,05 до 1,70). Таким чином, для оцінки інтенсивності ЧР конфігурацію газового мікрովключення варто враховувати. Наведемо приклад, де проаналізуємо два включення різної форми у зовнішньому ЕП. Якщо в одному з них спостерігається напруженість поля 2,5 кВ/мм (пробою немає, оскільки електрична міцність повітря 3 кВ/мм), то в іншому

напруженість більша на 60%, тобто 4 кВ/мм (пробій газу відбувається).

Вплив степені несинусоїдності. На другому етапі дослідимо вплив степені несинусоїдності напруги живлення на інтенсивність ЧР. На наявність вільних електронів для початку ЧР впливають два фактори: швидкість їхньої генерації (тобто яка кількість електронів з'являється в газі в одиницю часу) та їхній ефективний час життя (яка кількість електронів зникає з плином часу). Вільні електрони в газі можуть з'являтися внаслідок емісії з поверхні мікровключення під дією електричного поля (вивільнення з неглибоких потенціальних ям) та залишатися від попереднього ЧР. Ефективний час життя вільних електронів визначається наступними процесами спаду вільного заряду: рекомбінацією електронів (перехід їх із зони провідності назад до зони валентності), нейтралізацією іонами газу, спаданням заряду через електропровідність стінки мікровключення (яка до речі з часом під дією електрофізичних впливів буде змінювати своє значення).

Зі зростанням частоти за час одного періоду коливання спад вільного заряду через описані вище механізми буде меншим і зросте імовірність наявності вільних електронів для започаткування лавини розряду. Одночасно з цим збільшується кількість моментів досягнення амплітудних значень ЕП, що пришвидшує загальну генерацію електронів. На основі цих двох факторів сформовано гіпотезу про збільшення кількості подій ЧР в діелектрику в одиницю часу зі зростанням степені несинусоїдності напруги. Для перевірки гіпотези проводилися експериментальні вимірювання ЧР в повітряних порожнинах діелектрика, а саме електротехнічного картону з порами. Як показано у [10], фізика пробою повітряного проміжку і перебіг ЧР у електротехнічному картоні та зшитому поліетилені схожі, оскільки діелектрики в обох випадках виступають зовнішнім середовищем, а розряди відбуваються в повітрі порожнини.

З використанням системи вимірювання ЧР, яку детально описано в [11], проведено експеримент по дослідженню ЧР за різних форм прикладеної напруги. Діелектрик піддавався впливу постійної напруги з різним коефіцієнтом пульсацій за допомогою схеми півхвильового випрямлення напруги. Коли імпульс струму, викликаний ЧР, проходить через детектор, він перетворюється в сигнал напруги, пропорційний заряду імпульсу на вході детектора. Оскільки заряд, що виникає в зоні розряду, не можна виміряти безпосередньо, то використовувалося поняття уявного заряду, тобто заряду, який через інжекцію між електродами змінив би напругу на них (і на вимірювальних приладах) на величину, еквівалентну реальній події ЧР. Уявний заряд вимірюється в пікокулонах (пКл) і зазвичай досягає десятків або сотень пКл. Поріг чутливості вимірювальної схеми 0,1–0,5 пКл, що було підтверджено схемою калібрування, описаною у [11].

Амплітуда пульсацій регулювалася зміною ємності вихідного фільтра випрямляча. Коефіцієнт пульсацій γ (%) дорівнює

$$\gamma = \frac{U_{\sim}}{U_{=}} \cdot 100, \quad (4)$$

де U_{\sim} – амплітудне значення змінної складової пульсації напруги; $U_{=}$ – постійна складова.

На рис. 3 показано результати вимірювання часткових розрядів через дію додатної постійної напруги 5 кВ з коефіцієнтами пульсацій $\gamma = 6,35\%$ (рис. 3, а) і $15,52\%$ (рис. 3, б).

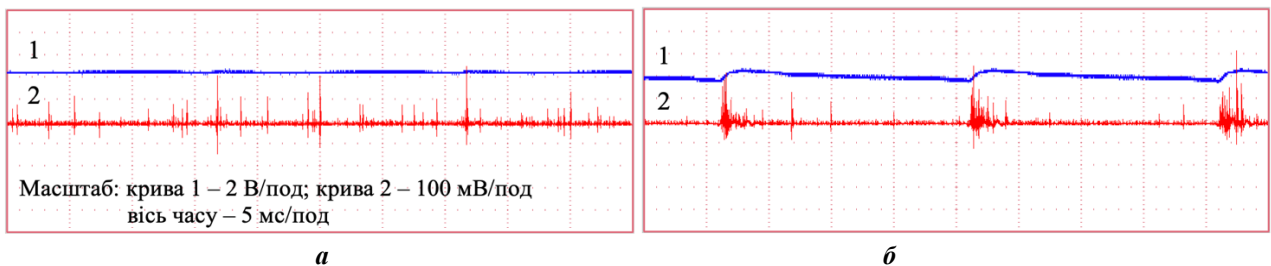


Рис. 3

Крива 1 відповідає напрузі, прикладеній до діелектрика, крива 2 – імпульсам ЧР. Збільшення коефіцієнта пульсацій γ , що визначає форму кривої 1, відповідає росту амплітуди вищих гармонічних складових, тобто збільшенню степені несинусоїдності напруги. З осцилограм можна зробити два висновки: по-перше, імпульси ЧР зміщуються в область з максимальною швидкістю росту напруги (концентруються в певних часових областях на рис. 3, б), що узгоджується з експериментами у [12]. По друге, зі збільшенням рівня пульсацій зростає кількість імпульсів ЧР в одиницю часу (порівняння рис. 3, а і б). Експеримент підтверджує гіпотезу про інтенсифікацію ЧР в діелектрику, а саме

спостерігається збільшення кількості подій розряду в одиницю часу зі зростанням амплітуд вищих гармонічних складових.

Висновки. 1. На активність часткових розрядів у газових мікровключеннях в полімерній ізоляції силових кабелів впливають параметри електроживлення: амплітуда, частота і форма прикладеної напруги, а також параметри мікровключення: розмір, форма і розташування відносно напрямку електричного поля. Для зародження часткового розряду потрібно одночасне перевищення напруженості електричного поля в газі значення пробою та наявність вільних електронів для започаткування лавини розряду. Підвищення частоти напруги живлення, а також її несинусоїдність, тобто наявність вищих гармонічних складових, впливають на зазначені фактори, інтенсифікуючи процес виникнення часткових розрядів. Зі зростанням частоти напруги збільшується швидкість генерації вільних електронів в газі, оскільки частина електронів залишилася від попереднього розряду, а також збільшується ефективний час життя вільних електронів, оскільки ефекти від рекомбінації, нейтралізації іонами газу та спадання заряду через електропровідність стінки мікровключення тривають менший час.

2. Шляхом математичного моделювання встановлено залежність напруженості електричного поля всередині повітряного мікровключення від його форми в контексті можливості досягнення напруженості пробою газу для ініціації часткового розряду. Так для еліпсоїдального мікровключення в залежності від співвідношення його півосей та орієнтації відносно електричного поля в ізоляції напруженість поля всередині мікровключення може зростати на 60% і більше.

3. Для часткових розрядів в діелектрику на прикладі електроізоляційного картону з порами експериментально продемонстровано, що підвищення степені несинусоїдності напруги живлення (підвищення пульсацій постійної випрямленої напруги) збільшує кількість розрядів в одиницю часу та зміщує їх у часову область з максимальною швидкістю зросту напруги. Отримані результати узгоджуються з теоретичними припущеннями стосовно природи залежності інтенсивності часткових розрядів від частоти напруги живлення.

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

1. Mazzanti G., Montanari G.C. Electrical aging and life models: the role of space charge. *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2005. Vol. 12. No 5. Pp. 876-890. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2005.1522183>.

2. Fothergill J.C. Ageing, space charge and nanodielectrics: ten things we don't know about dielectrics. *IEEE International Conference on Solid Dielectrics*, Winchester, UK, 08-13 July 2007. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICSD.2007.4290739>.

3. Choudhary M., Shafiq M., Kiitam I., Hussain A., Palu I., Taklaja P. A Review of Aging Models for Electrical Insulation in Power Cables. *Energies*. 2022. Vol. 15(9). 3408. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15093408>.

4. Morita S., Fuse N., Takahashi T., Takahashi T., Zahra S., Hozumi N. Space charge measurement of 23-mm-thick XLPE cable at ambient and high temperatures. *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2022. Vol. 29(4). Pp. 1491-1497. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2022.3185579>.

5. Fard M.A., Reid A.J., Hepburn D.M., Gallagher H. Influence of voltage harmonic phenomena on partial discharge behavior at HVDC. *IEEE International Conference on Dielectrics*, Montpellier, France, 03-07 July 2016. Pp. 548-551. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICD.2016.7547663>.

6. Zhou C., Chen G. Influences of frequency on space charge formation in polyethylene under high voltage AC electric fields. *IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP)*, Des Moines, IA, USA, 19-22 October 2016. Pp. 117-120. <https://doi.org/10.1109/CEIDP.2014.6995880>.

7. Pan C., Chen G., Tang J., Wu K. Numerical modeling of partial discharges in a solid dielectric-bounded cavity: A review. *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2019. Vol. 26(3). Pp. 981-1000. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2019.007945>.

8. Щерба М.А., Подольцев А.Д. Распределение электрического поля и плотности тока возле водных включений полимерной изоляции высоковольтных кабелей с учетом ее нелинейных свойств. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 1. С. 11-19. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.011>.

9. Щерба М.А., Розискулов С.С., Васильева О.В. Зависимость возмущений электрического поля в диэлектрике от дисперсности близко расположенных водных микровключений. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 4. С. 17-19.

10. Florkowski M. Influence of insulating material properties on partial discharges at dc voltage. *Energies*. 2020. Vol. 13(17). 4305. DOI: <https://doi.org/10.3390/en13174305>.

11. Trotsenko Y., Brzhezitsky V., Protsenko O. Partial Discharge as Threat to Insulation of High Voltage Direct Current Transmissions. IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS), Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 24-27. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764201>.

12. Trotsenko Y., Brzhezitsky V., Protsenko O., Chumack V., Haran Y. Effect of voltage harmonics on pulse repetition rate of partial discharges. *Technology Audit and Production Reserves*. 2018. No 2/1(40). Pp. 37-44. <https://doi.org/10.15587/2312-8372.2018.126626>.

INTENSIFICATION OF PARTIAL DISCHARGES IN THE POLYMER INSULATION OF POWER CABLES UNDER THE INFLUENCE OF HIGHER HARMONICS AND THE FORMS OF GAS MICROINCLUSIONS

M.A. Shcherba¹, Ye.O. Trotsenko¹, O.R. Protsenko¹, M.S. Gutorova²

¹ NTU Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",

Beresteyskiy Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine,

e-mail: m.shcherba@gmail.com.

² Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: vsi@ied.org.ua.

The factors affecting the intensification of partial discharges in gas microinclusions in polymer insulation of power cables are described. Such factors include the amplitude, frequency, and shape of the power supply voltage, as well as the size, shape, and orientation in the electric field of the microinclusion. Mathematical modeling shows the dependence of the field strength inside the microinclusion on its shape in the context of the possibility of reaching the gas breakdown field strength for the initiation of a partial discharge. It has been experimentally demonstrated that an increase in pulsations of the direct rectified voltage increases the intensity of partial discharges in the dielectric. It should be noted that the effects of higher harmonics on the insulation of power cables are additional to the effects of sinusoidal operating modes, and the appearance of harmonics during cable testing and development of recommendations for their operating modes is currently not regulated. References 12, figures 3.

Key words: power cable, polymer insulation, partial discharge, higher harmonics, mathematical modeling, electric field strength.

1. Mazzanti G., Montanari G.C. Electrical aging and life models: the role of space charge. *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2005. Vol. 12. No 5. Pp. 876-890. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2005.1522183>.

2 Fothergill J.C. Ageing, space charge and nanodielectrics: ten things we don't know about dielectrics. IEEE International Conference on Solid Dielectrics, Winchester, UK, 08-13 July 2007. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICSD.2007.4290739>.

3. Choudhary M., Shafiq M., Kiitam I., Hussain A., Palu I., Taklaja P. A Review of Aging Models for Electrical Insulation in Power Cables. *Energies*. 2022. Vol. 15(9). 3408. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15093408>.

4. Morita S., Fuse N., Takahashi T., Takahashi T., Zahra S., Hozumi N. Space charge measurement of 23-mm-thick XLPE cable at ambient and high temperatures. *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2022. Vol. 29(4). Pp. 1491-1497. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2022.3185579>.

5. Fard M.A., Reid A.J., Hepburn D.M., Gallagher H. Influence of voltage harmonic phenomena on partial discharge behavior at HVDC. IEEE International Conference on Dielectrics, Montpellier, France, 03-07 July 2016. Pp. 548-551. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICD.2016.7547663>.

6. Zhou C., Chen G. Influences of frequency on space charge formation in polyethylene under high voltage AC electric fields. IEEE Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena (CEIDP), Des Moines, IA, USA, 19-22 October 2016. Pp. 117-120. <https://doi.org/10.1109/CEIDP.2014.6995880>.

7. Pan C., Chen G., Tang J., Wu K. Numerical modeling of partial discharges in a solid dielectric-bounded cavity: A review. *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2019. Vol. 26(3). Pp. 981-1000. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDEI.2019.007945>.

8. Shcherba M.A., Podoltsev O.D. Electric field and current density distribution near water inclusions of polymer insulation of high-voltage cables in view of its nonlinear properties. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 11-19. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.01.011>. (Rus)

9. Shcherba M.A., Roziskulov S.S., Vasilyeva O.V. Dependence of electric field disturbances in dielectrics on the dispersion of closely spaced water micro-inclusions. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 4. Pp. 17-19. (Rus)

10. Florkowski M. Influence of insulating material properties on partial discharges at dc voltage. *Energies*. 2020. Vol. 13(17). 4305. DOI: <https://doi.org/10.3390/en13174305>.

11. Trotsenko Y., Brzhezitsky V., Protsenko O. Partial Discharge as Threat to Insulation of High Voltage Direct Current Transmissions. IEEE 6th International Conference on Energy Smart Systems (ESS), Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 24-27. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764201>.

12. Trotsenko Y., Brzhezitsky V., Protsenko O., Chumack V., Haran Y. Effect of voltage harmonics on pulse repetition rate of partial discharges. *Technology Audit and Production Reserves*. 2018. No 2/1(40). Pp. 37-44. <https://doi.org/10.15587/2312-8372.2018.126626>.

Надійшла 20.05.2024

Остаточний варіант 24.06.2024

ВПЛИВ ПОЧАТКОВОЇ НАПРУГИ ЄМНІСНОГО НАКОПИЧУВАЧА ЕНЕРГІЇ ЕЛЕКТРОРОЗРЯДНИХ УСТАНОВОК НА ЕЛЕКТРИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЙОГО КОЛИВАЛЬНОГО ЗАРЯДУ

Н.І. Супруновська^{1*}, докт. техн. наук, Д.В. Вінниченко^{1**}, канд. техн. наук,
В.В. Михайленко^{2***}, канд. техн. наук

¹ Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: jednat1@gmail.com.

² НТУ України "КПІ ім. Ігоря Сікорського",
пр. Берестейський, 37, Київ, 03056, Україна.
E-mail: VladislavMihailenko@i.ua.

Проведено аналіз перехідних процесів під час коливальних зарядів ємнісного накопичувача енергії (ЄНЕ) електророзрядної установки (ЕРУ) від джерела постійної напруги (ДПН) $U_{\text{ДПН}}$ за умови змінення початкової напруги на ЄНЕ на момент початку заряду. Отримано залежності максимальної зарядної напруги ЄНЕ та енергетичних характеристик (доза енергії, що надходить до конденсатору від ДПН, енергії втрат і коефіцієнта корисної дії) від величини і знаку (полярності) початкової напруги ЄНЕ і добротності зарядного кола. Показано, що збільшення абсолютної величини від'ємної початкової напруги ЄНЕ, як і збільшення добротності зарядного кола, приводить до підвищення максимальної напруги заряду ЄНЕ. Визначено енергетично доцільні режими заряду ЄНЕ. Обґрунтовано, що збільшення початкової напруги на конденсаторі, як і добротності зарядного кола, приводить до збільшення ККД заряду. Аналіз співвідношення між дозою енергії, що надходить у конденсатор за один цикл заряду W_c^* , та енергією втрат $W_{\text{втр}}^*$ показав, що відношення $W_c^*/W_{\text{втр}}^*$ збільшується зі змінням напруги U_{0c} від $-U_{\text{ДПН}}$ до $+U_{\text{ДПН}}$. Бібл. 15, рис. 3.

Ключові слова: ємнісний накопичувач енергії, заряд конденсатора, початкова напруга конденсатора, зарядна напруга конденсатора, ККД заряду.

Використання накопичувачів електроенергії в колах систем електроживлення дає можливість багатократно підвищувати густину енергії, що вводиться в технологічний об'єкт, і керувати нестаціонарними процесами її споживання за допомогою регулювання величини, тривалості та частоти імпульсних струмів у навантаженні, що забезпечує реалізацію новітніх промислових електротехнологій [1–4]. В даний час для реалізації у навантаженні великих імпульсних потужностей і, відповідно, електричних струмів та швидкостей їхнього змінення найбільш поширеним є застосування ємнісних накопичувачів енергії (ЄНЕ) – батарей імпульсних конденсаторів [5–8]. Такі накопичувачі використовуються в електророзрядних установках (ЕРУ) з амплітудними значеннями струмів від сотень до мільйонів ампер (тривалістю від десятків наносекунд до сотень мікросекунд) для електроімпульсної (електромагнітної, іскроерозійної, плазмодугової та електрогідролічної) обробки різних середовищ та виробів [9–12]. Для розробки нових ЕРУ розвиваються теоретичні основи зарядних і розрядних електричних кіл ємнісних накопичувачів енергії (ЄНЕ). Зокрема, задля аналізу перехідних процесів у колах ЕРУ зі стохастичним опором навантаження було розвинуто метод різницевих рівнянь [13]. Під час створення ЕРУ для виробництва електроіскрових мікро- і нанопорошків використовуються батареї паралельно з'єднаних конденсаторів, в яких бажано враховувати перерозподіл між ними електроенергії [14] і залежність її втрат від початкових напруг та співвідношення ємностей конденсаторів таких батарей [15].

У більшості імпульсних технологічних установок ЄНЕ заряджають від формувачів постійної напруги, які називають також вторинними джерелами постійної напруги (ДПН). Найбільш простим, але недостатньо енергоефективним, є заряд ЄНЕ від джерела постійної напруги за нульової початкової

© Супруновська Н.І., Вінниченко Д.В., Михайленко В.В., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0001-7499-9142>; ** <https://orcid.org/0000-0002-8894-860X>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-0973-4612>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

вої напруги на ЄНЕ і повний його розряд до початку наступного заряду [3, 5, 6, 9]. За таких умов ЄНЕ повністю розряджають через навантаження і додаткові елементи та в наступному зарядному циклі заряджають його до напруги ДПН за нульової початкової напруги на ЄНЕ й без примусового обмеження тривалості зарядного циклу. За цих умов коефіцієнт корисної дії (ККД) кіл заряду ЄНЕ від ДПН дорівнює 50% і не залежить від добротності зарядного кола та інших його параметрів. Але підкреслимо, що це вірно лише для випадку, коли заряд ЄНЕ відбувається до напруги ДПН і починається за напруги на конденсаторі, що дорівнює нулю.

Однак у разі використання початкових ненульових напруг на ЄНЕ і використанні напівпровідникових (зокрема тиристорних ключів) ККД та енергетичні, електродинамічні і технологічні характеристики ЕРУ можуть значно покращуватися, особливо у разі використання високодобротних зарядних і перезарядних кіл ЄНЕ.

Метою роботи є визначення впливу початкової напруги ЄНЕ на електричні та енергетичні характеристики його коливального заряду від ДПН у тиристорних ЕРУ електроіскрового диспергування шару металевих гранул у рідині.

На рис. 1 приведено електричну схему ЕРУ електроіскрового диспергування струмопровідних гранул у рідині. В даній схемі ЄНЕ (власне накопичувальний конденсатор ємністю C) заряджається від джерела постійної напруги (ДПН) $U_{\text{ДПН}}$ через резистор R (активний опір зарядного кола), котушку індуктивності L і тиристорний комутатор VT .

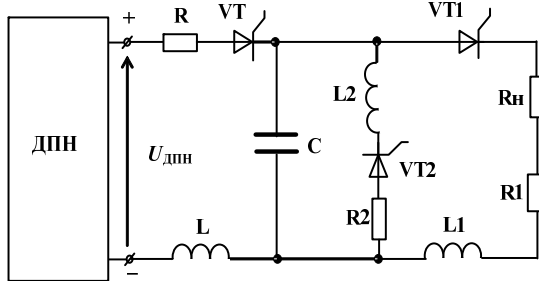


Рис. 1

Оскільки зарядне коло такої ЕРУ містить напівпровідниковий тиристорний ключ, то при коливальному заряді конденсатора відбувається швидке вимкнення зарядного тиристора природним шляхом без застосування додаткових вузлів для примусової комутації.

Подальший коливальний розряд конденсатора здійснюється через розрядний тиристорний комутатор VT_1 , резистори R_n (опір навантаження) та R_1 (активний опір розрядного кола) та котушку індуктивності L_1 (індуктивність розрядного кола). Задля можливості реалізувати різний зворотний зв'язок по напрузі (додатний або від'ємний) у схемі застосовується додатковий контур перезаряду конденсатора через тиристорний комутатор VT_2 , резистор R_2 (активний опір перезарядного кола) та котушку індуктивності L_2 .

Параметри зарядного кола конденсатору вибиралися таким чином, щоб виконувалася умова його коливального заряду: $Q = \sqrt{L} / (R \cdot \sqrt{C}) > 0,5$, де Q – добротність зарядного кола. Статичними і динамічними втратами електроенергії в тиристорному ключі VT будемо нехтувати.

Відповідно до II закону Кірхгофа після включення тиристора VT вірним є наступне рівняння:

$$u_R(t) + u_C(t) + u_L(t) = U_{\text{ДПН}} \quad (1)$$

Враховуючи, що $u_R(t) = R \cdot i(t)$, $i(t) = C du_C(t)/dt$, а $u_L(t) = L di(t)/dt = LC d^2u_C(t)/dt^2$, вираз (1) набуде вигляду

$$LC d^2u_C(t)/dt^2 + RC du_C(t)/dt + u_C(t) = U_{\text{ДПН}} \quad (2)$$

Розв'язуючи це диференціальне рівняння класичним методом розрахунку перехідних процесів, і враховуючи, що початкові умови для напруги на конденсаторі є ненульовими: $u_C(t=0) = U_{0C} \neq 0$, отримаємо вирази для напруги на конденсаторі та струму в зарядному колі

$$u_C(t) = U_{\text{ДПН}} + (U_{\text{ДПН}} - U_{0C}) \cdot (p_2 e^{p_1 t} - p_1 e^{p_2 t}) / (p_1 - p_2), \quad (3)$$

$$i(t) = C (U_{\text{ДПН}} - U_{0C}) p_1 p_2 (e^{p_1 t} - e^{p_2 t}) / (p_1 - p_2), \quad (4)$$

де p_1 і p_2 – комплексно-спряжені корені характеристичного рівняння $p_{1,2} = -R/2L \pm j\sqrt{1/LC - R^2/4L^2}$.

Використавши вираз для добротності $Q = \sqrt{L}/(R \cdot \sqrt{C})$, і вводячи параметри $\alpha = R/2L$, $\omega_0 = \sqrt{1/LC}$, $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$, після перетворень (3) і (4) отримаємо

$$u_c(t) = U_{\text{ДПН}} - (U_{\text{ДПН}} - U_{0C}) \cdot e^{-\omega_0 t/2Q} \times (\sin(\omega_0 At)/2QA + \cos(\omega_0 At)), \quad (5)$$

$$i(t) = (U_{\text{ДПН}} - U_{0C}) e^{-\omega_0 t/2Q} \cdot \sin(\omega_0 At)/L\omega_0 A, \quad (6)$$

де $A = \sqrt{1 - 1/4Q^2}$. Вирази (5) і (6) можна спростити, маючи на увазі, що вже за $Q \geq 2$ величиною $1/4Q^2$ у підкореному виразі можна знехтувати, оскільки помилка буде меншою від 3%

$$u_c(t) = U_{\text{ДПН}} - (U_{\text{ДПН}} - U_{0C}) \cdot e^{-\omega_0 t/2Q} (\sin \omega_0 t/2Q + \cos \omega_0 t), \quad (7)$$

$$i(t) = (U_{\text{ДПН}} - U_{0C}) \cdot e^{-\omega_0 t/2Q} \cdot \sin \omega_0 t/L\omega_0. \quad (8)$$

Оскільки в схемі є тиристорний ключ VT , то коливальний процес заряду конденсатора переривається в той момент часу, коли струм у колі змінює свою полярність з додатної на від'ємну. Напруга ж на конденсаторі досягає в цей момент свого максимального значення $U_{C\text{max}}$ і, відповідно, похідна $du_c(t)/dt = 0$. Підставивши в це рівняння продиференційований вираз (7), і враховуючи, що за $Q \geq 2$ величиною $1/4Q^2$ можна знехтувати, визначаємо момент часу $t_{U_{C\text{max}}}$, коли напруга на конденсаторі стане максимальною

$$t_{U_{C\text{max}}} = \pi/\omega_0. \quad (9)$$

Отже, вираз для максимальної напруги, до якої зарядиться конденсатор, отримаємо, підставляючи у вираз (7) значення часу (9)

$$U_{C\text{max}} = U_{\text{ДПН}} + (U_{\text{ДПН}} - U_{0C}) \cdot e^{-\pi/2Q}. \quad (10)$$

На рис. 2 представлено функціональні залежності максимальної напруги заряду конденсатора, приведеного до величини $U_{\text{ДПН}}$ ($U_{C\text{max}}^* = U_{C\text{max}}/U_{\text{ДПН}}$) від початкової напруги конденсатора, приведенної до величини $U_{\text{ДПН}}$ ($U_{0C}^* = U_{0C}/U_{\text{ДПН}}$) для трьох значень добротності кола $Q_1 = 2$; $Q_2 = 5$; $Q_3 = 30$ при коливальному заряді конденсатора від ДПН у часовому інтервалі від $t = 0$ до $t = \pi/\omega_0$.

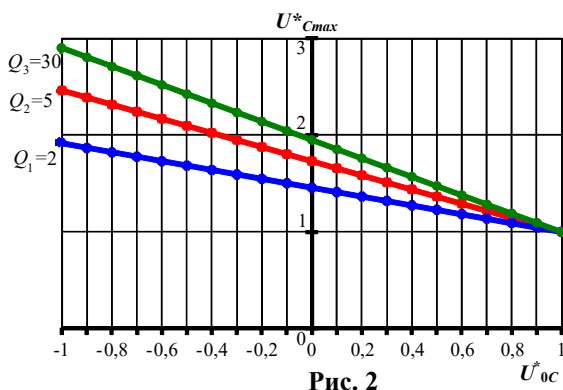


Рис. 2

Аналіз залежностей на рис. 2 показує, що у разі зміни початкової напруги на конденсаторі U_{0C} в діапазоні значень від $+U_{\text{ДПН}}$ до $-U_{\text{ДПН}}$ величина максимальної напруги заряду конденсатора $U_{C\text{max}}$ змінюється в діапазоні від $U_{\text{ДПН}}$ до значень, які можуть перевищувати $2U_{\text{ДПН}}$ (і чим вище добротність кола Q , тим більше це перевищення).

Таким чином, реалізація від'ємних початкових напруг на конденсаторі дає можливість значно підвищити $U_{C\text{max}}^*$ (при $Q_3 = 30$ і $U_{0C} = -U_{\text{ДПН}}$ напруга $U_{C\text{max}}^*$ зростає майже в 3 рази).

Максимальне значення зарядного струму можна отримати з виразу (6), підставивши $t = \pi/2\omega_0$ і маючи на увазі, що вже за $Q \geq 2$ можна вважати, що параметр $A \approx 1$

$$I_{\text{max}} = (U_{\text{ДПН}} - U_{0C}) \cdot e^{-\pi/4Q} / \sqrt{L/C}. \quad (11)$$

Було визначено залежності енергетичних характеристик (доза енергії, що споживається від ДПН, коефіцієнта корисної дії та дози енергії, що надходить у конденсатор) від величини і знаку (полярності) початкової напруги СНЕ та добротності зарядного кола.

Доза енергії $W_{\text{ДПН}}$, що споживається від ДПН за час заряду конденсатора до моменту спрацювання тиристорного комутатора за $t = t_{U_{\text{max}}}$, визначалася як

$$W_{\text{ДПН}} = \int_0^{t_{U_{\text{max}}}} U_{\text{ДПН}} i(t) dt. \quad (12)$$

Після підстановки у (12) виразу для струму (8), врахування, що за $Q > 2$ час $t_{U_{\text{max}}} = \pi/\omega_0$ та виконання перетворень отримано

$$W_{\text{ДПН}} = C \cdot U_{\text{ДПН}} (U_{\text{ДПН}} - U_{0C}) \cdot (1 + e^{-\pi/2Q}). \quad (13)$$

Дозу енергії W_C , що надходить у конденсатор, розраховано за формулою

$$W_C = C \cdot (U_{C_{\text{max}}}^2 - U_{0C}^2) / 2. \quad (17)$$

Підставляючи (10) в (17), отримано остаточний вираз для W_C

$$W_C = \frac{CU_{\text{ФПН}}^2}{2} \left\{ \left[1 + (1 - U_{0C}/U_{\text{ДПН}}) \cdot e^{-\pi/2Q} \right]^2 - U_{0C}^2/U_{\text{ДПН}}^2 \right\}. \quad (18)$$

ККД процесу заряду конденсатора η обчислювався як $\eta = W_C/W_{\text{ДПН}}$. Підставляючи (18) і (13) відповідно для W_C і $W_{\text{ДПН}}$, було отримано

$$\eta = \frac{W_C}{W_{\text{ДПН}}} = \left\{ \left[1 + (1 - U_{0C}/U_{\text{ДПН}}) \cdot e^{-\pi/2Q} \right]^2 - U_{0C}^2/U_{\text{ДПН}}^2 \right\} / 2 \cdot (1 - U_{0C}/U_{\text{ДПН}}) \cdot (1 + e^{-\pi/2Q}). \quad (19)$$

Приведена енергія втрат у зарядному колі $W_{\text{втр}}^*$ визначається як $W_{\text{втр}}^* = W_{\text{ДПН}}^* - W_C^*$.

На рис. 3 показано залежності від U_{0C}^* приведених доз енергії: $W_C^* = W_C/CU_{\text{ДПН}}^2$ (рис. 3, а); $W_{\text{ДПН}}^* = W_{\text{ДПН}}/CU_{\text{ДПН}}^2$ (рис. 3, б); $W_{\text{втр}}^* = W_{\text{втр}}/CU_{\text{ДПН}}^2$ (рис. 3, в) та ККД $\eta = W_C^*/W_{\text{ДПН}}^*$ (рис. 3, г) при $Q_1 = 2$; $Q_2 = 5$; $Q_4 = 10$; $Q_5 = 20$; $Q_3 = 30$ у часовому проміжку від $t = 0$ до $t = \pi/\omega_0$.

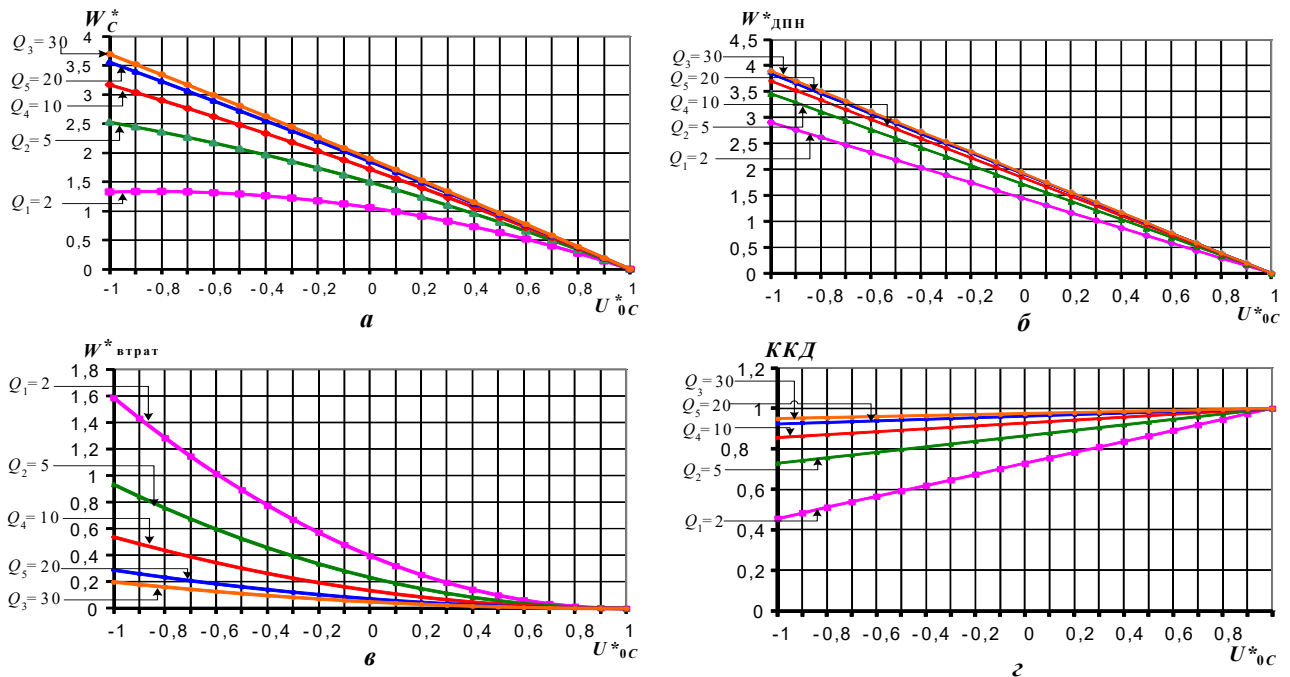


Рис. 3

Аналіз залежностей, наведених на рис. 3, показує, що у разі змінення початкової напруги на конденсаторі U_{0C} у діапазоні $-U_{ДПН} \dots +U_{ДПН}$, величини всіх досліджуваних енергій, а саме доз енергії: W_C^* , що надходить у конденсатор (рис. 3, а); $W_{ДПН}^*$, що споживається від ДПН (рис. 3, б); $W_{втрат}^*$ (рис. 3, в) зменшуються, тоді, як ККД заряду η зростає.

Зазначимо, що ця закономірність є справедливою для всіх розглянутих значень добротності кола Q ($Q_1 = 2$; $Q_2 = 5$; $Q_4 = 10$; $Q_5 = 20$; $Q_3 = 30$). При цьому чим більшою є величина добротності кола Q , тим вищими є дози енергії: W_C^* , що надходить у конденсатор і $W_{ДПН}^*$, що споживається від ДПН, а енергія втрат $W_{втрат}^*$ є меншою. За $U_{0C}/U_{ДПН} > 0$ зростання величини U_{0C} викликає збільшення ККД η (рис. 3, з) і зменшення W_C^* (рис. 3, а). При $U_{0C}/U_{ДПН} < 0$ зростання величини $|U_{0C}|$ викликає збільшення W_C^* (рис. 3, а), тоді як значення η зменшується (рис. 3, з).

Експериментально було виявлено, що збільшення величини максимальної напруги, до якої зарядиться конденсатор, зазвичай викликає зменшення величини активного опору навантаження, яким в ЕРУ об'ємного електроіскрового диспергування є шар металевих гранул у діелектричній рідині між електродами [12, 13], і відповідне збільшення добротності розрядного контуру і напруги перезаряду ЄНЕ протягом декількох зарядно-розрядних циклів, що не завжди є доцільним. В такому випадку, якщо після завершення розряду VT_1 на конденсаторі буде недопустимо висока напруга перезаряду, то включається тиристорний ключ VT_2 і здійснюється зворотний перезаряд конденсатора ЄНЕ, а лише потім включається зарядний тиристор VT . Причому його включення може відбуватися раніше, ніж завершиться зворотний перезаряд конденсатора ЄНЕ. Змінням моменту включення тиристорного ключа VT_2 можна здійснювати регулювання величини початкової напруги на конденсаторі ЄНЕ і, відповідно, її величини під час наступного заряду від ДПН, який буде здійснюватися наступним включенням зарядного тиристорного ключа VT .

Висновки. Задля визначення впливу початкової напруги ЄНЕ тиристорних ЕРУ на електричні характеристики при його коливальному заряді від ДПН та використання цього впливу в ЕРУ було проведено аналіз перехідного процесу такого заряду та отримано аналітичні вирази для напруги на ЄНЕ і струму в зарядному колі. Було отримано вирази для максимальної напруги заряду ЄНЕ і доз енергій, які за один цикл заряду ЄНЕ можуть надходити у нього, живлячись від ДПН. Отримано також втрати електроенергії в зарядному колі та значення ККД такого заряду. Визначено залежності цих характеристик у разі змінення початкової напруги ЄНЕ U_{0C} від $-U_{ДПН}$ до $+U_{ДПН}$ за різних значень добротності зарядного кола Q . На підставі проведеного аналізу одержано наступні результати.

1. Використання ненульових початкових напруг при коливальному заряді ЄНЕ дає змогу регулювати максимальну напругу його заряду, яка може перевищувати подвійну напругу ДПН без застосування підвищувального трансформатора, і таким чином підвищувати ККД заряду ЄНЕ.

2. За різних U_{0C} змінюється доза енергії, що надходить у конденсатор за один цикл заряду W_C^* . Ця доза буде максимальною при $U_{0C} = -U_{ДПН}$ (причому чим вище Q , тим вище буде її значення). Мінімальною ця доза енергії буде при $U_{0C} = +U_{ДПН}$.

3. Зі зміною величини початкової напруги на ЄНЕ U_{0C} в діапазоні від $-U_{ДПН}$ до $+U_{ДПН}$: ККД заряду η збільшується від деякого мінімального значення η_{\min} до 1. Причому значення η_{\min} залежить від добротності зарядного кола Q – воно тим більше, чим більше значення Q .

4. У разі змінення U_{0C} у діапазоні від $-U_{ДПН}$ до $+U_{ДПН}$, енергія втрат $W_{втрат}^*$ зменшується від максимального (при $U_{0C} = -U_{ДПН}$) до мінімального значення (при $U_{0C} = +U_{ДПН}$). Причому чим вище Q , тим меншим буде значення максимальних втрат.

5. Аналіз показав, що за всіх значеннях добротності зарядного кола Q зі збільшенням напруги U_{0C} від $-U_{ДПН}$ до $+U_{ДПН}$ енергія втрат $W_{втрат}^*$ зменшується швидше, ніж доза енергії, що надходить у конденсатор за один цикл заряду W_C^* , тобто відношення $W_C^* / W_{втрат}^*$ зростає.

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

1. Bluhm H. Pulsed power systems: principles and applications. Berlin: Springer-Verlag, 2006. Pp. 288–305.
2. Лившиц А.Л., Отто М.С. Импульсная электротехника. М.: Энергоатомиздат, 1983. 352 с.
3. Вовченко А.И., Богуславский Л.З., Мирошниченко Л.Н. Тенденции развития мощных высоковольтных

генераторов импульсных токов в ИИПТ НАН Украины. *Технічна електродинаміка*. 2010. № 5. С. 69–74.

4. Dubovenko K.V., Kurashko Yu.I., Shvets I.S. Power Supplies for Compact Sub-merged High Voltage Equipment. *IEEE Intl Pulsed Modulator Conf. (PMC'2002)*. Report PA55. Hollywood, California, USA. 2002. 73 p.

5. Фрюнтель Ф. Импульсная техника. Генерирование и применение разрядов конденсаторов. М.: Наука, 1970. 320 с.

6. Пентегов И.В. Основы теории зарядных цепей емкостных накопителей энергии. К.: Наукова думка, 1982. 422 с.

7. Вовченко А.И., Тертилов Р.В. Синтез емкостных нелинейно-параметрических источников энергии для разрядно импульсных технологий. *Збірник наукових праць Національного університету кораблебудування*. 2010. № 4. С. 118–124.

8. Кравченко В.И., Петков А.А. Параметрический синтез высоковольтного импульсного испытательного устройства с емкостным накопителем энергии. *Електротехніка і Електромеханіка*. 2007. № 6. С. 70–75.

9. Sizonenko O.N., Grigoryev E.G., Zaichenko A.D., Pristash N.S., Torpakov A.S., Lipyan Y.V., Tregub V.A., Zholnin A.G., Yudin A.V., Kovalenko A.A. Plasma methods of obtainment of multifunctional composite materials, dispersion-hardened by nanoparticles. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 2016. Vol. 130. Issue 1. 012048. DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/130/1/012048>.

10. Casanueva R., Azcondo F.J., Branas C., Bracho S. Analysis, design and experimental results of a high frequency power supply for spark erosion. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2005. Vol. 20. Pp. 361–369. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.842992>.

11. Kornev Ia., Saprykin F., Lobanova G., Ushakov V., Preis S. Spark erosion in a metal spheres bed: Experimental study of the discharge stability and energy efficiency. *Journal of Electrostatics*. 2018. Vol. 96. Pp. 111–118. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.elstat.2018.10.008>.

12. Ochín P., Gilchuk A.V., Monastyrsky G.E., Koval Y., Shcherba A.A., Zaharchenko S.N. Martensitic Transformation in Spark Plasma Sintered Compacts of Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark Erosion Method in Cryogenic Liquids. *Materials Science Forum*. 2013. Vol. 738–739. Pp. 451–455. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/MSF.738-739.451>.

13. Щерба А.А., Иващенко Д.С., Супруновская Н.И. Развитие метода разностных уравнений для анализа переходных процессов в цепях электроразрядных установок при стохастическом изменении сопротивления нагрузки. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 3. С. 3–11.

14. Супруновская Н.И., Щерба А.А. Процессы перераспределения электрической энергии между параллельно соединенными конденсаторами. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 4. С. 3–11.

15. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric energy loss at energy exchange between capacitors as function of their initial voltages and capacitances ratio. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 3. С. 9–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009>.

INFLUENCE OF THE INITIAL VOLTAGE OF THE CAPACITIVE ENERGY STORAGE IN ELECTRICAL DISCHARGE INSTALLATIONS ON THE ELECTRICAL CHARACTERISTICS OF ITS OSCILLATORY CHARGE

N.I. Suprunovska¹, D.V. Vinnychenko¹, V.V. Mykhailenko²

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

E-mail: jednat1@gmail.com.

²NTUU "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",

Beresteyskiy Ave., 37, Kyiv, 03056, Ukraine.

E-mail: VladislavMihailenko@i.ua.

An analysis of the transient processes of the oscillatory charge of the capacitive energy storage (CES) in the electric discharge installation (EDI) from the direct voltage source (DVS) of the U_{DVS} was carried out under the condition of a non-zero voltage of the CES at the start time of the charge. The dependences of the maximum charging voltage of CES and energy characteristics (dosage of energy consumed from the DVS and one entered to capacitor, energy losses and efficiency) on the magnitude and sign (polarity) of the initial voltage CES and the Q factor of the charge circuit were obtained. It is shown that an increase in the absolute value of the negative initial voltage of the CES together with an increase in the Q factor of the charging circuit leads to an increase in the maximum voltage of the CES charge. The most energetically appropriate capacitor charge modes were determined. It is substantiated that increasing the initial voltage on the capacitor, as well as the Q factor of the charging circuit, leads to an increase in the charge efficiency. Analysis of the ratio between the dose of energy entering the capacitor during one charge cycle W_c^ and the energy losses W_{losses}^* showed that the ratio W_c^* / W_{losses}^* becomes larger with the change of the U_{0C} voltage from $-U_{DVS}$ to $+U_{DVS}$. References 15, figures 3.*

Key words: capacitive energy storage, capacitor charge, capacitor initial voltage, capacitor charging voltage, charge efficiency.

1. Bluhm H. Pulsed power systems: principles and applications. Berlin: Springer-Verlag, 2006. Pp. 288–305.
2. Livshits A.L., Otto M.S. Pulse electrical engineering. Moskva: Energoatomizdat, 1983. 352 p. (Rus)
3. Vovchenko A.I., Bohuslavsky L.Z., Myroshnychenko L.N. Trends in development of high-powered high-voltage pulse current generators in the Institute of Pulse Processes and Technology of Ukraine. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2010. No 5. Pp. 69-74. (Rus)
4. Dubovenko K.V., Kurashko Yu.I., Shvets I.S. Power Supplies for Compact Sub-merged High Voltage Equipment. *IEEE Intl Pulsed Modulator Conf. (PMC'2002)*. Report PA55. Hollywood, California, USA. 2002. 73 p.
5. Friungel F. Pulse technique. Generation and application of capacitor discharges. Moskva: Nauka, 1970. 320 p. (Rus).
6. Pentegov I.V. Fundamentals of the theory of charging circuits of capacitive energy storage devices. Kiev: Naukova Dumka, 1982. 422 p. (Rus)
7. Vovchenko A.I., Tertilov R.V. Synthesis of nonlinear parametric capacitive energy sources for a discharge pulse technologies. *Zbirnyk naukovykh prats Natsionalnogo universytetu korablebuduvania*. 2010. No 4. Pp. 118–124. (Rus)
8. Kravchenko V.I., Petkov A.A. Parametrical synthesis of high-voltage pulse test devices with capacitive energy storage. *Elektrotehnika I Elektromekhanika*. 2007. No 6. Pp. 70–75. (Rus)
9. Sizonenko O.N., Grigoryev E.G., Zaichenko A.D., Pristash N.S., Torpakov A.S., Lipyan Y.V., Tregub V.A., Zholnin A.G., Yudin A.V., Kovalenko A.A. Plasma methods of obtainment of multifunctional composite materials, dispersion-hardened by nanoparticles. *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 2016. Vol. 130. Issue 1. 012048. DOI: <https://doi.org/10.1088/1757-899X/130/1/012048>.
10. Casanueva R., Azcondo F.J., Branas C., Bracho S. Analysis, design and experimental results of a high frequency power supply for spark erosion. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2005. Vol. 20. Pp. 361–369. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2004.842992>.
11. Kornev Ia., Saprykin F., Lobanova G., Ushakov V., Preis S. Spark erosion in a metal spheres bed: Experimental study of the discharge stability and energy efficiency. *Journal of Electrostatics*. 2018. Vol. 96. Pp. 111–118. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.elstat.2018.10.008>.
12. Ochin P., Gilchuk A.V., Monastyrsky G.E., Koval Y., Shcherba A.A., Zaharchenko S.N. Martensitic Transformation in Spark Plasma Sintered Compacts of Ni-Mn-Ga Powders Prepared by Spark Erosion Method in Cryogenic Liquids. *Materials Science Forum*. 2013. Vol. 738–739. Pp. 451–455. DOI: <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/MSF.738-739.451>.
13. Shcherba A.A., Ivashchenko D.S., Suprunovska N.I. Development of difference equations method for analysis of transient processes in the circuits of electro-discharge systems at stochastic changing of load resistance. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. No 3. Pp. 3–11. (Rus)
14. Suprunovska N.I., Shcherba A.A. Processes of energy redistribution between parallel connected capacitors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 4. Pp. 3–11. (Rus)
15. Shcherba A.A., Suprunovska N.I. Electric energy loss at energy exchange between capacitors as function of their initial voltages and capacitances ratio. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 3. Pp. 9–11. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2016.03.009>.

Надійшла 04.04.2024
Остаточний варіант 04.06.2024

**ТРАНЗИСТОРНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ІЗ УЗГОДЖЕННЯМ ІМПЕДАНСУ
НАВАНТАЖЕННЯ ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАЛЬНОГО ОБЛАДНАННЯ
З ДВО/ТРИЧАСТОТНИМ ВИХІДНИМ СТРУМОМ**

О.М. Юрченко*, докт. техн. наук, **В.К. Гурін****, канд. техн. наук, **Ю.О. Твердохліб*****
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: yuon@ied.org.ua.

В роботі запропоновано схемотехнічне рішення транзисторного перетворювача для індукційного нагрівального обладнання із дво/тричастотним вихідним струмом, що дало змогу дискретно регулювати вхідну напругу інвертора цього перетворювача з метою узгодження імпедансу навантаження індукційного нагрівального обладнання за послідовній дії струмів різних частот. Ґрунтовно описані режими роботи DC/DC перетворювача, особливістю якого є те, що його напівпровідникові елементи працюють в режимі близькому до статичного, відповідно динамічні втрати близькі до нуля. Це, в свою чергу, дає можливість підвищити енергоефективність та поліпшити електромагнітну сумісність перетворювачів для індукційного нагрівального обладнання із дво/тричастотним вихідним струмом. Бібл. 10, рис. 4.

Ключові слова: транзисторний перетворювач, резонансний інвертор, помножувач напруги, подільник напруги, погодження імпедансу.

Вступ. Останніми роками широкого застосування набули резонансні транзисторні перетворювачі на основі інвертора напруги, що обумовлено їхніми перевагами, а саме: вищою енергоефективністю, меншими масо-габаритними показниками, а також нижчим рівнем електромагнітних завад, генерованих такими перетворювачами [1, 2].

Одним із технологічних застосувань, де використовуються резонансні перетворювачі на основі інвертора напруги, є індукційний нагрів. Задля ефективної передачі електроенергії навантаження індукційного нагрівального обладнання повинно бути узгоджено із джерелом живлення. Для узгодження імпедансу використовуються трансформатори, які також забезпечують гальванічну розв'язку, а також схеми узгодження.

Для нагріву деталей складної форми таких, як шестерні та зірочки, необхідно забезпечити дво- чи тричастотний вихідний струм індукційного нагрівального обладнання. З цією метою використовують декілька підходів [1, 3]: 1) застосовуються дві системи індукційного нагріву з різними частотами вихідного струму, які діють послідовно; 2) застосовується одна система індукційного нагріву, яка в своєму складі містить два перетворювачі, які забезпечують струми із різними частотами; 3) застосовується одна система індукційного нагріву, яка в своєму складі містить один перетворювач, який забезпечує послідовну дію струмів різної частоти або одночасний двочастотний вихідний струм.

Перший і другий підходи дорогі, але завдяки таким підходам узгодження імпедансу навантаження не є проблемою, оскільки використовуються окремі узгоджувальні трансформатори на виході транзисторних перетворювачів із відповідними коефіцієнтами трансформації задля узгодження імпедансу навантаження, що обумовлено різним опором навантаження у разі дії

© Юрченко О.М., Гурін В.К., Твердохліб Ю.О., 2024
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-2107-2308>; ** <https://orcid.org/0000-0003-2541-216X> ;
*** <https://orcid.org/0000-0001-9646-814X>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

середньо- та височастотного струму. Система індукційного нагріву, яка в своєму складі містить один перетворювач, є значно простішим та дешевшим рішенням. Однак, наявність одного узгоджувального трансформатора створює труднощі із узгодженням імпедансу навантаження, оскільки опір навантаження у разі дії середньо- та височастотного струму може відрізнятись більш ніж в чотири рази [1]. В свою чергу використання узгоджувального трансформатора із відпайками суттєво ускладнює його структуру, масу та габарит, а також потребує використання додаткових ключів, як правило побудованих на основі зустрічно-послідовного з'єднання двох транзисторів.

В роботі [1] задля узгодження імпедансу навантаження індукційного нагрівального обладнання із двохчастотним вихідним струмом запропоновано використання інвертора із розширеною топологією, який дає можливість змінювати амплітуду вихідної змінної напруги інвертора в два рази, що, в свою чергу, необхідно для узгодження імпедансу навантаження при зміні вихідної частоти. Однак, такий перетворювач має свої недоліки, зокрема: 1) у разі роботи інвертора із розширеною топологією на середніх частотах його робота відповідає роботі інвертора із напівмостовою топологією, відповідно, багато методів керування, які забезпечують м'які або близькі до м'яких режимів комутації транзисторів такі, як фазовий метод керування та модуляція щільності імпульсів, не можуть бути використані; 2) вихідна напруга інвертора змінюється лише в два рази, що обмежує використання цього перетворювача задля узгодження імпедансу навантаження індукційного нагрівального обладнання із тричастотним вихідним струмом.

Метою роботи є розробка структури транзисторного перетворювача для індукційного нагрівального обладнання із дво/тричастотним вихідним струмом з можливістю дискретного регулювання його вихідної напруги для узгодження імпедансу навантаження.

Основний зміст. Логічним рішенням для індукційного нагрівального обладнання із дво/тричастотним вихідним струмом є використання імпульсного регулятора напруги або керованого випрямляча, з метою регулювання вхідної напруги інвертора для узгодження імпедансу навантаження у разі роботи інвертора на різних частотах. Але цей підхід має низку недоліків, насамперед це суттєве ускладнення структури перетворювача, погіршення масо-габаритних показників та ККД (за рахунок динамічних втрат в зазначених елементах структури), а також суттєве збільшення вартості індукційного обладнання. Крім того імпульсний регулятор та керований випрямляч генерують високий рівень електромагнітних завад в широкому діапазоні частот, що впливає на рівень електромагнітної сумісності перетворювача.

В цій роботі задля досягнення поставленої мети пропонується DC/DC перетворювач, напівпровідникові елементи якого працюють в режимі, близькому до статичного. Що, в свою чергу, дає змогу зменшити втрати потужності та загальний рівень електромагнітних завад генерованих обладнанням порівняно із використанням імпульсного регулятора чи керованого випрямляча. Регулювання вхідної напруги інвертора задля узгодження імпедансу навантаження відбувається дискретно. Крім того таке рішення, на відміну від запропонованого в [1], не накладає обмежень на методи керування, що обумовлено функціонуванням лише напівмостової частини топології інвертора.

Відомі DC/DC перетворювачі на основі комутації конденсатора [4 – 6]: блок подвоєння напруги (switched-capacitor voltage doubler unit) (рис. 1, а) та блок поділення вдвічі (switched-capacitor half-module unit) (рис.1, б) напруги. На основі топології цих перетворювачів на рис. 1, в зображено

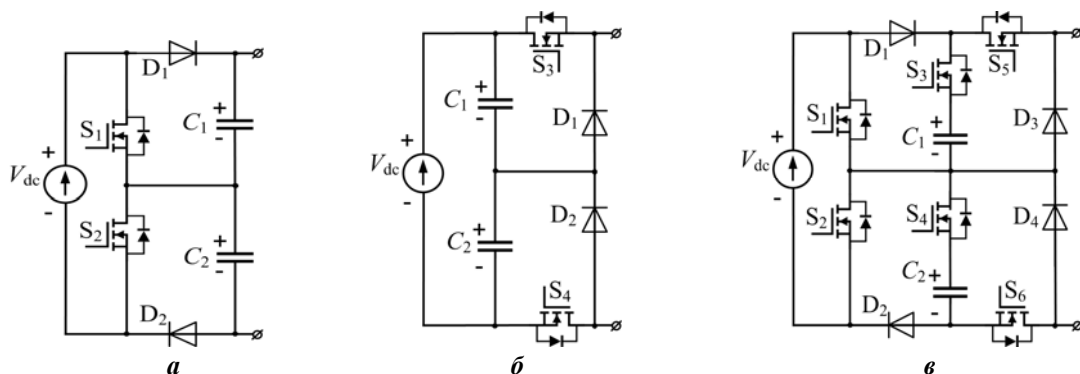


Рис. 1

топологію пропонуваного DC/DC перетворювача для використання в складі індукційного нагрівального обладнання із дво/тричастотним вихідним струмом.

На рис. 2 зображено комутаційні стани пропонуваного DC/DC перетворювача:

- режим I – ввімкнені транзистори S_3 – S_6 , а транзистори S_1 та S_2 вимкнені; струм протікає від джерела живлення V_{dc} через діоди D_1 , D_2 , транзистори S_5 та S_6 , нехтуючи падінням напруги на цих елементах, вихідна напруга пропонуваного DC/DC перетворювача дорівнює вхідній напрузі перетворювача V_{dc} ; напруга на конденсаторах C_1 та C_2 дорівнює $V_{dc}/2$.

- режим II – ввімкнені транзистори S_1 , S_5 та S_6 , транзистори S_2 та S_4 вимкнені, транзистор S_3 може бути ввімкнений для зменшення статичних втрат; струм протікає від V_{dc} через S_1 , C_1 , S_3 (чи внутрішній діод транзистора S_3 , якщо S_3 неувімкнений), S_5 , S_6 та D_2 , нехтуючи падінням напруги на напівпровідникових елементах, вихідна напруга пропонуваного DC/DC перетворювача дорівнює сумі V_{dc} та напруги на C_1 .

- режим III – ввімкнені транзистори S_2 , S_5 та S_6 , транзистори S_1 та S_3 вимкнені, транзистор S_4 може бути ввімкнений для зменшення статичних втрат; струм протікає від V_{dc} через D_1 , S_5 , S_6 , C_2 , S_4 (чи внутрішній діод транзистора S_4 , якщо S_4 неувімкнений) та S_2 , нехтуючи падінням напруги на цих напівпровідникових елементах, вихідна напруга пропонуваного DC/DC перетворювача дорівнює сумі V_{dc} та напруги на C_2 .

- режим IV – ввімкнені транзистори S_3 та S_6 , транзистори S_1 , S_2 , S_4 та S_5 вимкнені; струм протікає від V_{dc} через D_1 , S_3 , C_1 , D_3 , S_6 та D_2 , нехтуючи падінням напруги на напівпровідникових елементах, вихідна напруга пропонуваного DC/DC перетворювача дорівнює різниці V_{dc} та напруги на C_1 .

- режим V – ввімкнені транзистори S_4 та S_5 , транзистори S_1 – S_3 та S_6 вимкнені; струм протікає від V_{dc} через D_1 , S_5 , D_4 , S_4 , C_2 та D_2 , нехтуючи падінням напруги на напівпровідникових елементах, вихідна напруга пропонуваного DC/DC дорівнює різниці V_{dc} та напруги на C_2 .

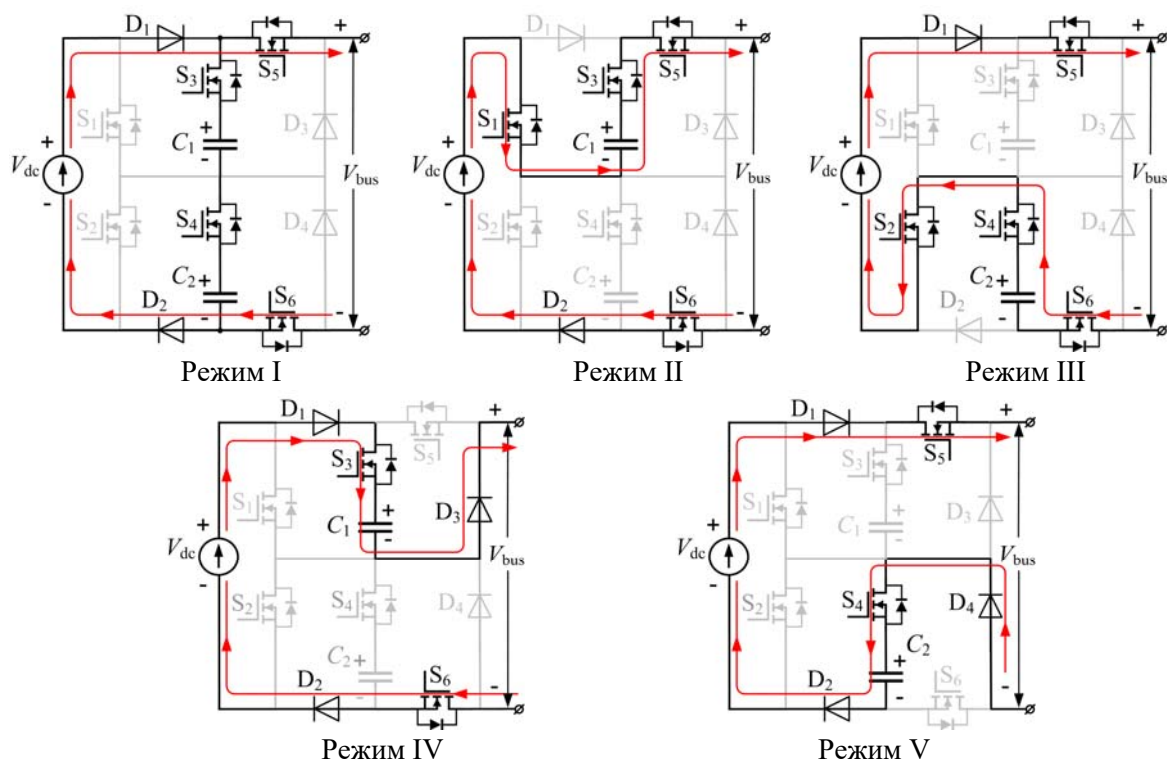


Рис. 2

Зважаючи на режими роботи пропонуваного DC/DC перетворювача, його вихідну напругу V_{bus} можна представити виразом

$$V_{bus} = \begin{cases} V_{dc} & \text{– режим I;} \\ 1.5V_{dc} & \text{– режим II, III;} \\ V_{dc}/2 & \text{– режим IV.} \end{cases} \quad (1)$$

За режиму II вихідна напруга пропонованого DC/DC перетворювача дорівнює напрузі в режимі III, а в режимі IV – режиму V. Теоретично можна було обмежитись використанням лише двох із цих режимів. Однак, чергування режиму II та III, а також режиму IV із режимом V дає змогу уникнути появи дисбалансу напруги на конденсаторах C_1 та C_2 .

Слід зауважити, що на відміну від блоку подвоєння напруги (рис. 1, а), який подвоює вхідну напругу, пропонований DC/DC перетворювач збільшує її тільки в 1.5 рази, що є актуальним з урахуванням частотної залежності зміни опору навантаження індукційного нагрівального обладнання.

На рис. 3 показано частотну залежність еквівалентних параметрів навантаження (активного опору R_{eq} та індуктивності L_{eq}) індукційного нагрівального обладнання [1]. Так за частот $f_1 = 40$ кГц, $f_2 = 150$ кГц та $f_3 = 250$ кГц еквівалентний активний опір навантаження становить: $R_{eq}(f_1) \approx 0.028$ Ом, $R_{eq}(f_2) \approx 0.064$ Ом, $R_{eq}(f_3) \approx 0.09$ Ом.

Як результат, загальна схема перетворювача для індукційного нагрівального обладнання із дво/тричастотним вихідним струмом наведена на рис. 4. До складу перетворювача входять: діодний випрямляч, пропонований DC/DC перетворювач, інвертор напруги із мостовою топологією, схема узгодження та система керування.

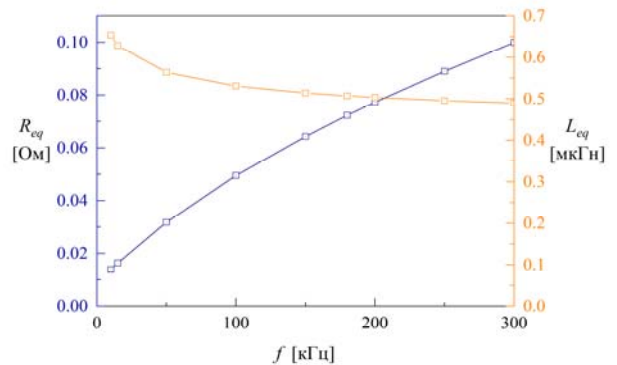


Рис. 3

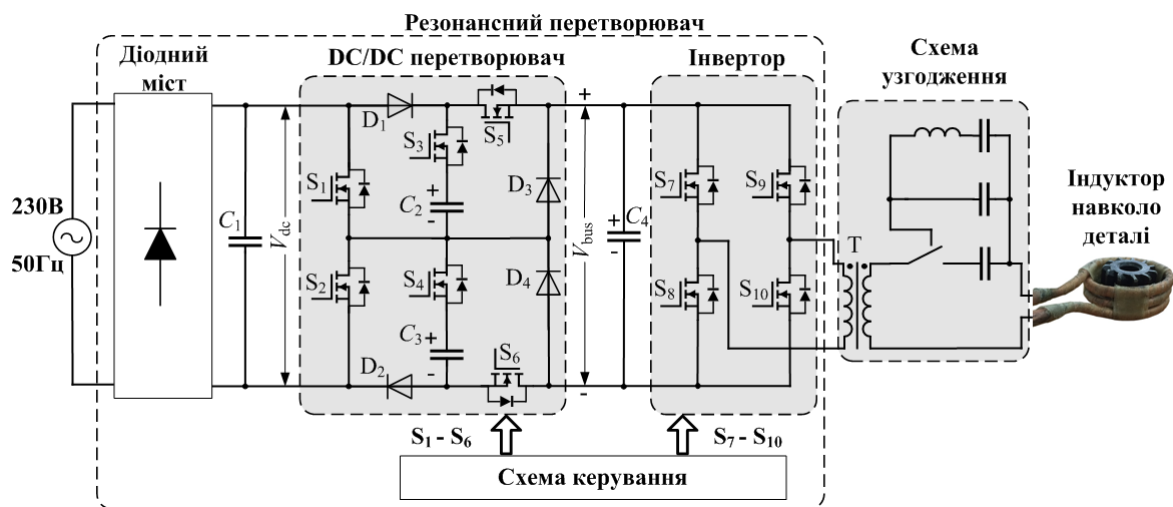


Рис. 4

За використання пропонованого DC/DC перетворювача для узгодження імпедансу навантаження індукційного нагрівального обладнання із тричастотним вихідним струмом, доцільно формувати вхідну напругу інвертора рівну $V_{dc}/2$ за дії струму мінімальної частоти, V_{dc} за дії струму середньої частоти та $1.5V_{dc}$ за дії струму високої частоти. За умови використання схеми узгодження відносна вихідна потужність P^* індукційного нагрівального обладнання із тричастотним вихідним струмом за дії струмів різної частоти складатиме

$$P^* = \begin{cases} P_1^* = \frac{P_1}{P_{\max}} = \frac{(0.5V_1)^2 / R_{eq(pri)}(f_1)^*}{P_{\max}}; \\ P_2^* = \frac{P_2}{P_{\max}} = \frac{V_1^2 / R_{eq(pri)}(f_2)^*}{P_{\max}}; \\ P_3^* = \frac{P_3}{P_{\max}} = \frac{(1.5V_1)^2 / R_{eq(pri)}(f_3)^*}{P_{\max}}, \end{cases} \quad (2)$$

де V_1 – діюче значення першої гармоніки меандра з амплітудою напруги V_{dc} ; $R_{eq(pri)}$ – приведений до первинної обмотки трансформатора Т опір R_{eq} ; P_{max} – максимальна вихідна потужність перетворювача, $P_{max} = \max\{P_1, P_2, P_3\}$ (базова одинична величина). Як приклад, за наведених вище частот та залежності еквівалентних параметрів навантаження P^* складатиме

$$P^* = \begin{cases} P_1^* = 0.574 \text{ [pu]} & \text{для струму на частоті } f_1; \\ P_2^* = 1 \text{ [pu]} & \text{для струму на частоті } f_2; \\ P_3^* = 0.89 \text{ [pu]} & \text{для струму на частоті } f_3, \end{cases} \quad (3)$$

де pu – «per unit», є вираженням системних величин у частках визначеної базової одиничної величини.

Останнім часом із розробкою нових мікроконтролерів і цифрових сигнальних процесорів вони стали дуже придатними задля використання в промисловому обладнанні, що обумовлено їхньою низькою вартістю та високою швидкодією, зокрема периферійних пристроїв [7]. Як правило, нові мікроконтролери та цифрові сигнальні процесори мають таймери високої роздільної здатності та здатні генерувати більше 10 синхронних сигналів [7, 8]. Такі можливості процесорів дають змогу створити систему керування транзисторного перетворювача, зображеного на рис. 4, на базі лише одного мікроконтролера. А регулювання вихідного струму інвертора напруги може бути здійснено із використанням широкого спектру методів керування, які можуть бути легко реалізовані програмно без особливої потреби в застосуванні додаткових мікросхем [8 – 10].

Висновки. Запропоновано структуру транзисторного перетворювача в складі індукційного нагрівального обладнання із тричастотним вихідним струмом, що дало змогу забезпечити дискретне регулювання вхідної напруги інвертора напруги цього перетворювача з метою узгодження імпедансу навантаження індукційного нагрівального обладнання за послідовній дії струмів різних частот. Запропоноване рішення може бути використане і для індукційного нагрівального обладнання із двочастотним вихідним струмом. Перевагою використання DC/DC перетворювача на основі комутації конденсатора в складі індукційного нагрівального обладнання є те, що його напівпровідникові елементи працюють в режимі близькому до статичного, що дає можливість зменшити динамічні втрати потужності та загальний рівень електромагнітних завад генерованих обладнанням, порівняно із використанням імпульсного регулятора чи керованого випрямляча.

Дослідження проведені в рамках держбюджетної теми «Розробити методи та засоби підвищення ефективності та надійності індукційних установок електротермічної обробки металевих розплавів і деталей складної форми» (шифр “Елїнд – П”, державний реєстраційний номер 0223U001944).

A TRANSISTOR CONVERTER WITH LOAD IMPEDANCE MATCHING OF INDUCTION HEATING EQUIPMENT WITH TWO/THREE FREQUENCY OUTPUT CURRENT

O.M. Yurchenko, V.K. Gurin, Yu.O. Tverdokhlib
Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,
Beresteyskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.
E-mail: yuon@ied.org.ua.

This paper presents a schematic solution of a transistor converter for induction heating equipment featuring two/three-frequency output current. The proposed solution enables discrete adjustment of the input voltage of the inverter within the converter, facilitating alignment with the load impedance of the induction heating equipment through the sequential modulation of currents at different frequencies. Detailed descriptions of the operational modes of the DC/DC converter are provided, highlighting its unique characteristic of operating semiconductor elements in an almost static mode with minimal dynamic losses. This innovative approach not only enhances energy efficiency but also elevates electromagnetic compatibility in converters designed for induction heating equipment with two/three-frequency output currents. References 10, figures 4.

Key words: transistor converter, resonant inverter, voltage doubler unit, half-module unit, impedance matching.

1. Herasymenko P., Pavlovskiy V., Yurchenko O., Karlov O. Applying a series-resonant inverter with extended topology for load impedance matching in dual-frequency induction heating systems. *2023 IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, Ukraine, 02-06 October 2023. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312867>.
2. Gurin V., Pavlovskiy V., Yurchenko O. A common-mode noise decreasing for boost converters with power factor correction circuits. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 4. Pp. 50–52. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.04.050>.
3. Herasymenko P., Mathematical analysis of dual-frequency load current of two-inverter power supply for induction heating systems. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2021. Vol. 97. No 3. Pp. 69–74. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2021.03.13>.
4. Barzegarkhoo R., Forouzesh M., Lee S., Blaabjerg F., Siwakoti Y. Switched-capacitor multilevel inverters: A comprehensive review. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2022. Vol. 37. No 9. Pp. 11209 – 11243. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3164508>.
5. Jahan H. A new transformerless inverter with leakage current limiting and voltage boosting capabilities for grid-connected PV applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2020. Vol. 67. No 12. Pp. 10542 – 10551. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2960728>.
6. Ye Y., Chen S., Zhang X., Yi Y. Half-bridge modular switched-capacitor multilevel inverter with hybrid pulsewidth modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2020. Vol. 35, No 8. Pp. 8237–8247. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2963230>.
7. Herasymenko P. Inexpensive, high-performance STM32-based software PLL for series-resonant inverters. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2022. Vol. 98. No 8. Pp. 132–138. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2022.08.25>.
8. Herasymenko P. Combined PS-PDM control method for volt-age-source series-resonant inverter. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2021. Vol. 97. No 5. Pp. 40 – 45. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2021.05.07>.
9. Wu Y., Zhang T., He Z.W., Jiang X.M., and Liu X.G. STM32-based digital charging power supply. *Proc. Int. Conf. Electron., Elect. Eng. and Inf. Science*. 2015. Pp. 37–47. DOI: https://doi.org/10.1142/9789814740135_0005.
10. Herasymenko P. Software implementation of pulse-density modulation control for H-bridge series-resonant converters. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2023. Vol. 99. No 8. Pp. 116–119. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2023.08.20>.

Надійшла 06.05.2024
Остаточний варіант 21.05.2024

КЕРУВАННЯ ДИНАМІКОЮ ІМПУЛЬСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З М'ЯКИМ ПЕРЕМИКАННЯМ, ЩО ПРАЦЮЄ НА ДУГОВЕ НАВАНТАЖЕННЯ

Є.М. Верещаго* канд. техн. наук, В.І. Костюченко** канд. техн. наук, Є.В. Стогнієнко***, А.Ю. Грешнов****

Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова,
просп. Героїв України, 9, Миколаїв, 54007, Україна. Е-mail: vikmkua@gmail.com.

Розглядаються питання проектування та дослідження енергоефективних та надійних напівпровідникових перетворювачів напруги постійного струму для широкого застосування в пристроях електроживлення дугових плазмотронів, що використовуються в установках для плазмового різання металів. Побудовано розрахункову структурну динамічну модель перетворювача постійної напруги з м'яким перемиканням із замкнутою системою керування, що поєднує силову частину та систему керування, призначену для застосування у складі останньої як цифровий модуль. Визначено способи керування перетворювачем, які забезпечують задану тривалість перехідних процесів, допустиме значення пульсацій струму навантаження в квазівстановленому режимі і астатизм вихідного струму, що підтверджує коректність запропонованої методики. Виготовлено дослідний зразок імпульсного стабілізатора з цифровим керуванням. Результати експериментальних досліджень зразка підтверджують ефективність розробленого пристрою керування, а саме досягнення заданої тривалості перехідних процесів, викликаних ступінчастою зміною струму навантаження, близькою до 10-12 періодів перетворення та астатизму вихідного струму. Показано, що застосування імпульсного стабілізатора, у якому використано цифровий контур керування, має значні переваги порівняно з аналоговими варіантами та має переваги стратегічного плану. Використання комбінованого керування дає змогу суттєво знизити вимоги до загального коефіцієнта посилення основного каналу керування, що значно полегшує вибір послідовної цифрової корекції. Результати досліджень можуть становити інтерес для фахівців у галузі силових електроніки, систем електропостачання автономних об'єктів та систем керування. Бібл. 14, рис. 11.
Ключові слова: система автоматичного керування, цифровий регулятор, зовнішнє збурення, плазма, робастність, оптимізація.

Вступ. Електротехнологічні процеси з використанням дугових плазмотронів в даний час широко застосовуються як у нашій країні, так і за кордоном. На основі цих процесів створено технології плазмового нанесення покриттів, зварювання, різання металів та ін. Практична реалізація технологій потребує створення ефективних пристроїв електроживлення плазмотронів.

Найкраще схемотехнічне рішення на сьогоднішній день під час побудови енергоефективних і надійних напівпровідникових перетворювачів (із зменшеними динамічними втратами при перемиканні та зниженими внутрішніми запасами енергії) для широкого застосування в промисловій техніці – реалізація м'якої комутації, яка можлива у фазозсувних однофазних інверторах напруги [1-3]. Забезпечення функціонування ключів у режимі перемикань за нульових значеннях напруги на них (ZVS) для всього діапазону зміни напруги мережі та навантаження збільшує ККД і довговічність пристрою, електромагнітну сумісність перетворювача.

Аналіз досліджень. Синтезу систем керування імпульсними перетворювачами присвячено багато робіт в Україні та за кордоном [4-6]. У цих роботах розглянуто спосіб підвищення якості стабілізації вихідної напруги імпульсного перетворювача постійного струму, що базується на поєднанні керування за основним збуренням $\Delta U_{вх}$ з керуванням по відхиленню вихідної напруги від заданого значення.

У роботі [5] розглянуто побудову схеми комбінованого імпульсного стабілізатора напруги з астатизмом другого порядку, що викликається $\Delta U_{вх}$.

Однією з сучасних тенденцій розробки імпульсних джерел електроживлення є перехід до цифрового керування [6]. Основними недоліками цих робіт є не врахування інших більш небезпечних

© Верещаго В.М., Костюченко В.І., Стогнієнко Є.В., Грешнов А.Ю., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-4370-7706>; ** <https://orcid.org/0000-0003-2128-2388>;

*** <https://orcid.org/0009-0002-6769-8784>, **** <https://orcid.org/0000-0002-9350-1554>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

збурюючих впливів, відсутність оптимізації динамічних параметрів стабілізатора задля забезпечення максимальної продуктивності і високої якості кінцевого продукту, реалізації прямого мікро-процесорного керування.

Метою роботи є побудова динамічної моделі перетворювача, вирішення теоретичних та практичних завдань щодо забезпечення цифрового керування імпульсним перетворювачем з м'яким перемиканням у режимі стабілізації вихідного струму із забезпеченням заданої тривалості перехідних процесів, викликаних збільшенням струму навантаження та астатизмом вхідного струму.

У пропонованій статті розглядається синтез комбінованої цифрової системи робастного керування з паралельною корекцією по напрузі виходу перетворювача постійного струму, що забезпечує необхідну глибину від'ємного зворотного зв'язку в заданій смузі частот у разі збереження раціональних запасів стійкості по амплітуді та фазі, високу точність керування за інтенсивних задаючих і збурюючих впливах широкого спектру частот.

Для синтезу цифрового комбінованого регулятора використовуємо наступну методику:

- представлення силового ланцюга стабілізатора з ШІМ в режимі малих відхилень адекватної імпульсної моделі за регульованими складовими процесів;
- лінеаризація безперервної нелінійної моделі у поточній робочій точці за допомогою пакету *MATLAB Linear Analysis Tool* та побудова лінійної моделі об'єкта з постійними параметрами (*LTI*);
- синтез комбінованого керування з використанням у тому числі програми «*PID Tuner*» [5];
- реалізація синтезованого закону керування в імпульсному стабілізаторі струму (ІСС) з урахуванням специфіки ШІМ.

Ця методика дала можливість синтезувати закон керування, що забезпечує задану реакцію замкненої системи в ІСС із силовим ланцюгом типу, наведеним в [1], за малих амплітудах вхідного сигналу.

Розрахункова динамічна модель імпульсного перетворювача. За відомою методикою [7, 8] розроблено лінеаризовану імпульсну модель замкнутої системи регулювання струму (рис. 1), що є ефективним засобом аналізу та синтезу систем керування [7, 8] і, зокрема, імпульсних перетворювачів з м'яким перемиканням. Структурна схема такого імпульсного перетворювача із замкнутою системою керування в режимі безперервного струму показана на рис. 1. Модель застосовна за досить високої частоті комутації (частота зрізу з безперервної структурної моделі розімкнутого контуру перетворювача вибирається принаймні в 5–10 разів менше частоти перемикачів $\omega = 2\pi f$ [7, 8]). Це обмеження не є занадто жорстким, оскільки перетворювачі саме створюються для використання безперервної (плавної) складової фазової координати системи при малих пульсаціях [7, 8].

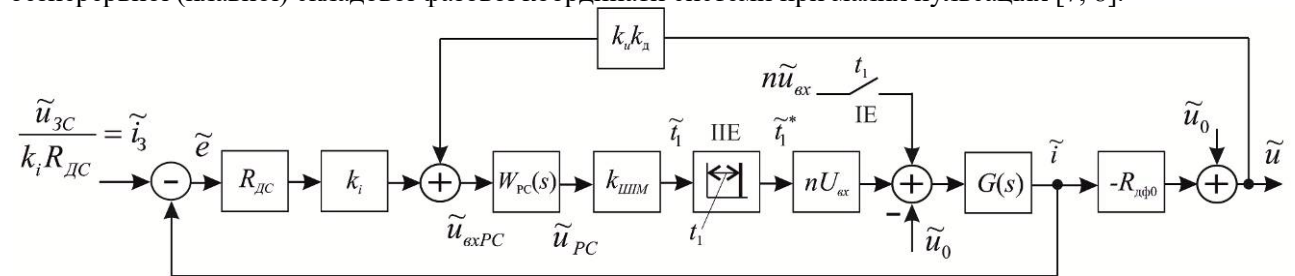


Рис. 1

На рис. 1 введені позначення: $u_{вх}$, u – вхідна та вихідна напруги мостового *DC-DC* перетворювача з м'яким перемиканням та фазовим керуванням; $u_{вх PC}$, u_{PC} – вхідна та вихідна напруги регулятора струму; R_{DC} – опір передачі датчика струму дроселя (крутизна датчика струму, що має розмірність опору); i_3 – задаючий сигнал струмового контуру; k_i , k_u – відносні коефіцієнти посилення сигналів датчика струму ДС та напруги ДН відповідно; t_1 – час включеного стану силового транзистора; $D = 2t_1 / T$, T – період задаючого генератора, $W_k(s) = W_{PC}(s)$.

На виході незмінної частини показана пропорційна ланка з коефіцієнтом передачі k_d дільника вихідної напруги.

У цій схемі передаточна операторна провідність силового ланцюга $G(s)$ визначається виразом

$$G(s) = \frac{1}{Z_{ie} + R_d} = \frac{1}{sL - (R_{дф0} - r_\Sigma) + R_d} = \frac{1 / (R_{дф0} - r_\Sigma - R_d)}{\tau s - 1},$$

де L і r_Σ – еквівалентна сумарна індуктивність схеми заміщення аналізованого перетворювача і опір, що в загальному випадку включає всі активні втрати в схемі. При цьому опір втрат може залежати від

частоти. Z_{ie} – вхідний опір силового ланцюга заданого перетворювача на змінному струмі; $R_d = 4n^2(L_s + L_d)f$ – фіктивний опір, який можна прирівняти по зниженню вихідної напруги до активного [9]; L_s, L_d – індуктивності розсіювання трансформатора та додаткова відповідно; f – частота перемикавання. Індуктивність L включає індуктивність силового дроселя та індуктивності розсіювання трансформатора та додаткову, приведені до вторинної обмотки трансформатора. Знаком « \sim » позначені відхилення змінних від їх стаціонарних значень.

Слід зазначити, що в схемі, що розглядається, ефективний робочий цикл $d_{eff} = D_{eff} + \tilde{d}_{eff}$, $\tilde{d}_{eff} = \tilde{d} + \tilde{d}_i + \tilde{d}_u$ вихідної напруги перетворювача залежить не тільки від робочого циклу d первинної напруги, але і від струму фільтра i , суми індуктивностей розсіювання трансформатора і додаткової індуктивності, що підключається в первинний ланцюг перетворювача $L_s + L_d$, напруги $u_{вх}$, частоти комутації f . Необхідно підкреслити, що \tilde{d}_i й \tilde{d}_u породжені самою схемою *PS-PWM* конвертора (збуреннями i та $u_{вх}$) і не регулюються схемою керування.

Модель відрізняється від відомих не лише уточненням активного опору ланцюга навантаження, але й тим, що фіктивний активний опір залежить в кінцевому рахунку від частоти. Крім того, у вихідному ланцюзі моделі з'явилися джерела напруги, що залежать від сигналу керування du, di . Дія останніх виявляється дуже важливою для поведінки регулятора в динаміці.

Вважаємо, що навантаженням є плазмова дуга з від'ємним диференціальним опором ($U_0; -R_{дф0}$) [10].

Віднісши коефіцієнти передачі $R_{ДС}, k_i, k_{ШІМ}, nU_{вх}$ до незмінної частини системи, виключаючи символ « \sim » над змінними, позначаючи вихід об'єкта через y , зовнішній вплив – f , задаючий сигнал – g_r і замінюючи імпульсний елемент ПЕ пропорційною ланкою з коефіцієнтом передачі $1/T$, де $1/T$ – частота дискретизації, отримуємо структурну усереднену модель перетворювача для режиму неперервного струму (РНС) для синтезу системи стабілізації струму дуги за комбінованого керування. В усередненій моделі передбачається, що зміни змінних g, y і e за час T малі і можна вважати, що $g_{cp} \approx g, e_{cp} \approx e, y_{cp} \approx y$. Тоді передаточна функція (ПФ) незмінної (нескорегованої неперервної) частини визначається виразом

$$W_0(s) = k_0 / (\tau s - 1),$$

де $k_0 = [R_{ДС} / (R_{дф0} - r_{\Sigma} - R_d)] k_{ШІМ} k_i n U_{вх} = 12,81T$ – коефіцієнт посилення незмінної частини перетворювача (контуру регулювання струму без урахування фактора пульсацій) [1]; $\tau = 625 \cdot 10^{-6}$ с; $k_{ШІМ} \approx T_k / U_m$ – коефіцієнт передачі ШІМ; $U_{вх}$ – напруга схеми; $n = w_{21}(w_{22}) / w_1$ – коефіцієнт трансформації; $W_k(s) = W_{PT}(s)$. У ПФ $W_0(s)$ включаються коефіцієнти посилення силової частини, датчика струму, підсилювача сигналу ДС та ШІМ.

z -перетворення ПФ розімкнутої системи спільно з лінеаризованими перетворювачами (наведеної неперервної частини) без корекції має вигляд

$$W_0(z, \sigma) = (1 - z^{-1}) Z_0 \left\{ \frac{k_0 / \tau}{s(s - 1/\tau)} \right\} k_1 k_2 = k \frac{(\hat{d}^\sigma - 1)z + \hat{d} - \hat{d}^\sigma}{z - \hat{d}}, \quad \hat{d} = e^{T/\tau}, \quad (1)$$

де символ Z_0 означає модифіковане z -перетворення, $k_1 = 1/\delta_1$ – коефіцієнт передачі вхідних перетворювачів (АЦП); $k_2 = \delta$ – коефіцієнт передачі вихідного перетворювача (ЦАП); δ та δ_1 – ціни розрядів АЦП та ЦАП; $k = k_0 \delta / \delta_1$ – загальний коефіцієнт посилення; σ – відносний (безрозмірний) час (відносний зсув моменту спостереження $t = nT + \sigma T$), $0 \leq \sigma < 1$.

Дискретна ПФ розімкнутої системи за $\sigma = 0$

$$W_0(z) = k(\hat{d} - 1)(z - \hat{d})^{-1}.$$

Підстановка числових значень [1] дає

$$W_0(z) = 0,2066(z - 1,016)^{-1}.$$

Облік запізнення. За наявності чистого запізнення ПФ розімкнутої системи без корекції (регулятор відсутній, тобто $R(s) = 1$) визначається як

$$W(z) = \frac{\delta}{\delta_1} (1 - z^{-1}) Z_0 \left\{ \frac{W_0(s)}{s} e^{-\tau_0 s} \right\} \quad \text{або} \quad W(z) = W_H(z) = z^{-1} W_0(z, \sigma) \Big|_{\text{при } \sigma=1-\varepsilon},$$

де $\tau_0 = \varepsilon T$ – часове запізнення, $0 < \varepsilon \leq 1$.

Таким чином, враховуючи (1), отримаємо

$$W(z) = z^{-1} k \frac{(\hat{d}^\sigma - 1)z + \hat{d} - \hat{d}^\sigma}{z - \hat{d}} \Big|_{\sigma=1-\varepsilon} \quad \text{або} \quad W(z) = \frac{k[(\hat{d}^{1-\varepsilon} - 1)z + \hat{d} - \hat{d}^{1-\varepsilon}]}{z(z - \hat{d})}.$$

Стабілізація вихідного струму у разі керування за збурюючими впливами. Вважаємо $W_{PC}(s) = k_{PC}$ регулятор струму пропорційним. Розглянемо завдання вибору регулятора за властивістю інваріантності: $R_{y/f} \rightarrow \inf$, тобто задачу на мінімізацію міри неінваріантності (реактивності) $R_{y/f}$ виходу у системи щодо входу f .

Стабілізація вихідного струму I , яка заснована на керуванні тільки за його відхиленням від заданого значення I_3 : $\tilde{i} = i - I_3$ не забезпечує бажаної якості із-за граничного коефіцієнту підсилення, що робить розглянутий варіант побудови стабілізованого перетворювача неефективним. Тому вирішення завдання формування належного керування доручається принципу розімкнутого регулювання, який формує $u(t)$ у вигляді визначеної функції часу.

Основними збуреннями для стабілізатора струму є напруга та опір навантаження та напруга живлення. При цьому напруга навантаження є адитивним збуренням, а напруга живлення не тільки впливає на керувану змінну як координатне збурення, а й мультиплікативно на коефіцієнт передачі прямої ланки (як параметричне збурення).

Керування за збурюючим впливом $\tilde{u}_{вх}$ (усунення впливу параметричної складової) реалізується при зміні \tilde{d} відповідно до зміни $\tilde{u}_{вх}$. Очевидно, що додатному $\tilde{u}_{вх}$ має відповідати від'ємне \tilde{d} і навпаки ($\tilde{d} = -k\tilde{u}_{вх}$).

Зрозуміло, повна компенсація відхилень i ($\tilde{i} = 0$) досягається за

$$W_k(s) = D/U_{вх}, \quad \tilde{d}(s) = -W_k(s) \cdot \tilde{U}_{вх}(s).$$

При цьому використовується модуляція зрізу імпульсу (відлік від початку імпульсу $M = 1$). Якщо при цьому зробити крутизну пілкоподібної напруги ШІМ – $m = u_{вх} / (R_{п} C_{п})$, $R_{п} C_{п} \gg T$ пропорційною $u_{вх}$, коефіцієнт посилення транзисторного перетворювача спільно з ШІМ по постійній складовій $k_{п} = R_{п} C_{п} / T$ (незалежність $k_{п}$ від $u_{вх}$) залишається постійним у разі зміни $u_{вх}$. Це практично усуває вплив зміни $u_{вх}$ на величину середнього значення струму перетворювача. Останнє означає, що цей стабілізатор інваріантний до зміни вхідної напруги – приклад побудови системи керування за розімкненим принципом.

Іншими та більш небезпечними збурюючими впливами є різке скидання навантаження перетворювача, тобто стрибкоподібне збільшення опору $R_{дф0}$ та зменшення напруги навантаження.

Компенсувати вплив напруги навантаження (вихідної напруги перетворювача) за пропорційного РС на струм навантаження – його середню величину можна шляхом введення додатного зворотного зв'язку (ДЗЗ) по вихідній напрузі.

Задля компенсації коливань струму від напруги навантаження потрібно виконувати умову

$$\Phi(s) = -1 + W_f(s) \cdot \frac{nU_{вх}}{U_m},$$

звідки ПФ регулятора по збурюючому впливу $W_f(s) = U_m / nU_{вх}$ фізично реалізована, і зв'язок по збуренню реалізується пропорційною ланкою (безінерційним підсилювачем). У цьому випадку забезпечується абсолютна інваріантність помилки системи щодо збурюючого впливу $u_0(t)$, тобто $R_{y/f} = 0$, де $R_{y/f}$ – міра неінваріантності (реактивності) виходу у системи щодо входу f .

Очевидно, що у разі виконання умови (необхідний добуток коефіцієнтів перетворення сигналу зворотного зв'язку за напругою)

$$k_n k_D = 1 / (k_{п} k_{PC}),$$

стабілізатор має астатизм першого порядку, тобто відпрацьовує задане значення струму

$$I_3 = U_{зс} / (k_i R_{дс}),$$

$U_{зс}$ – завдання по струму без помилки (рис. 1).

$$\text{Тоді} \quad \Phi(s) = \frac{\tilde{I}_L(s)}{\tilde{U}_{зс}(s)} = \frac{k_I}{T_I s + 1},$$

де $k_I = 1 / (k_i R_{дс})$, $T_I = L / (k_{PC} k_{п} k_i R_{дс})$ – коефіцієнт передачі та постійна часу замкнутої системи стабілізатора.

Нарешті, збільшення k_{PC} знижує інерційність стабілізатора струму в лінійній зоні, але наближає його до межі області стійкості як замкнуту імпульсну систему з ШІМ.

За наявності інформації щодо зміни опору навантаження також можна виключити викликану ним помилку стабілізації без замкнутого контуру.

Вважаючи регулятор пропорційно-інтегральним, можна підвищити порядок астатизму стабілізатора струму з першого до другого за допомогою введення компенсаційного розімкнутого зв'язку по збудуючому впливу (вхідній напрузі), пропорційного першій похідній цього впливу $\sim du_{вх} / dt$. У розглянутому комбінованому стабілізаторі струму напруга неузгодженості (помилка) від зміни $\Delta U_{вх}$ за лінійним законом дорівнює нулю, що властиво системам з астатизмом другого порядку.

Вибір типу та розрахунок реального компенсатора в цифровій системі керування в такому випадку може здійснюватися за алгоритмом, наведеним у [15], за дотримання таких умов:

$$W_k(j0) - W_k^p(j0) = 0; \quad W_k(j\omega_p) - W_k^p(j\omega_p) = 0,$$

де $W_k(\cdot)$, $W_k^p(\cdot)$ – амплітудно-фазова характеристика відповідно ідеального та реального компенсатора; ω_p – робоча частота.

Найбільший вплив на точнісні характеристики САК мають вимірювальні органи. Вимірювання вхідної та/або вихідної напруги перетворювача супроводжується похибками. Якщо похибка виходить за допустимі межі, одним із методів її компенсації є використання корекції ДЗЗ. Його введення відбувається через множник, другим входом якого є вихід інтегратора сигналу неузгодженості (розбалансу). Цей інтегратор спочатку ініціалізований «1» і змінює своє значення залежно від помилки за струмом.

Стабілізація вихідного струму із використанням замкненого контуру. У сучасних багатоконтурних мікропроцесорних системах стабілізації струму широко застосовуються цифрові регулятори низького порядку *PI*-типу через простоту і ефективність. Але на практиці визначення параметрів k , що характеризують оператор координатного зворотного зв'язку (КЗЗ) $R_u(k)$, є складним завданням. Традиційно *PI*-регулятори налаштовують вручну (методом спроб та помилок) або за допомогою формалізованих ітеративних процедур. Нижче використаємо алгоритм автоматичного налаштування коефіцієнтів *PI*-регулятора із застосуванням додаткової програми «*PID Tuner*» [11] у середовищі *MATLAB / Simulink*, що входить до бібліотеки *System Identification Toolbox*.

Зазначимо, що спочатку необхідно виконати проектування цифрового зворотного зв'язку в імпульсному джерелі вторинного електроживлення з урахуванням чистої затримки, що вноситься АЦП та цифровим ШІМ (ЦШІМ).

Нагадаємо, що під час проектування джерел живлення електричної дуги зі зворотними зв'язками краще вибирати схеми, що базуються на джерелі струму, яке кероване напругою [12].

Задля вирішення цього завдання використовуємо розроблену вище імітаційну модель перетворювача з використанням вихідних даних із [1] у вигляді окремого блоку та метод *clamping* для подолання інтегрального насичення – коректної роботи регулятора. Початкові наближення параметрів налаштування розраховуємо безпосередньо за значеннями параметрів k_0 , τ та τ_0 за методом Циглера-Нікольса для типового *PI*-регулятора

$$k_p = 0,9\tau / (k_0\tau_0) = 4,391; \quad k_I = 0,3\tau / (k_0\tau_0^2) = 146070,$$

де $\tau_0 = 10^{-5}$ с – час запізнення.

Розглянемо задачу визначення параметрів регулятора для системи, що містить ШІМ, структурна схема якої наведена на рис. 1, таких, щоб забезпечувалися показники якості перехідного режиму – $t_{пер} \leq 0,38$ мс, перерегулювання – $\sigma \leq 20$ %.

Результат пошуку рішення ілюструється формою перехідного процесу: перехідна характеристика цифрової системи керування та оптимальні значення параметрів регулятора (рис. 2, а) та зміна в часі сигналів керуючого та помилки (рис. 2, б). З рис. 2 видно, що перехідна характеристика повністю відповідає заданим обмеженням.

Шукана (бажана) ПФ мікроЕОМ або дискретного фільтра має вигляд

$$R(z) = A(1 - cz^{-1}) (1 - z^{-1})^{-1}, \quad (2)$$

де $A = 2,4807$, $c = 0,9521$. Якщо коефіцієнт передачі неперервної частини вибрати так, щоб $A = 1$, то останній вираз спроститься

$$R(z) = (1 - cz^{-1}) (1 - z^{-1})^{-1}.$$

Звідси можна отримати програму роботи мікроЕОМ

$$x_0[n] = e_0[n] - ce_0[n-1] + x_0[n-1],$$

де $e_0[n]$, $x_0[n]$ – вхідна та вихідна гратчасті функції процесора; $e_0[n] = g_0[n] - y_0[n]$; g_0 , y_0 – цифрові вирази задаючого впливу та керованої величини.

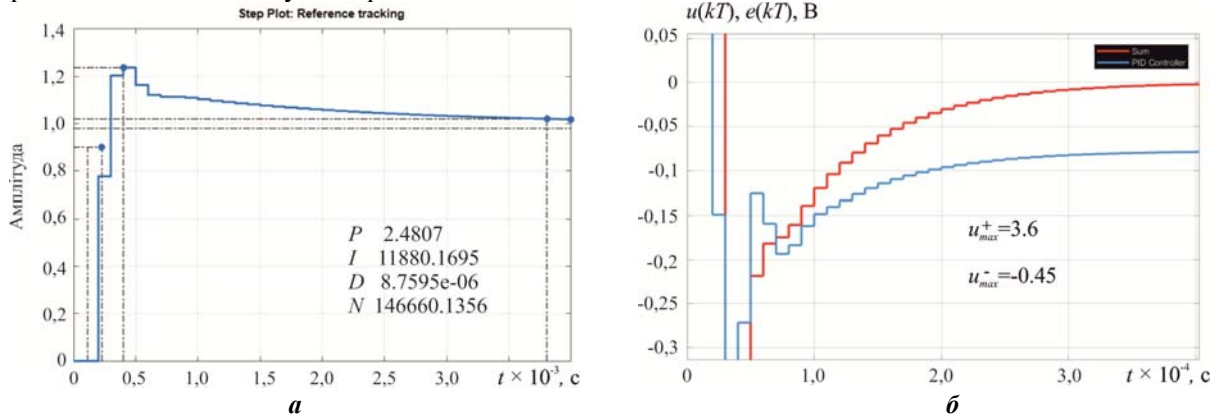


Рис. 2

На рис. 3 зображені логарифмічні частотні характеристики розімкнутої системи з корекцією, перебудовані в координатах амплітуда-фаза спільно з діаграмою Нікольса. За цими кривими легко визначаються запаси стійкості за модулем $L = 6,12$ дБ та фазою $\varphi_3 = 32,5^\circ$, значення резонансного піку $M_p \leq 1,2$, резонансна частота $\omega_p = 1,01 \cdot 10^4$ Гц та смуга пропускання замкнутої системи $BW = 2 \cdot 10^4$ Гц.

ПФ розімкнутої системи керування з ПІ-регулятором визначається виразом

$$T(z) = R(z)W(z) = 0,5125 \frac{z - 0,9521}{z^3 - 2,016z^2 + 1,016z}.$$

Використовуючи це, неважко встановити, що характеристичний поліном замкнутої системи має вигляд

$$z^3 - 2,016z^2 + 1,016z + 0,5125\rho(z - 0,9521) = 0,$$

де ρ – додатний (варійований) параметр.

На рис. 4 показані годографи коренів замкнутої цифрової системи керування з корекцією при $R(z)$ (2). Кореневий годограф на рис. 4 показує, що критичне значення ρ дорівнює 2,15. Тоді, якщо прийняти $\rho = 1$, уникнемо резонансних ефектів і водночас максимізуємо ρ .

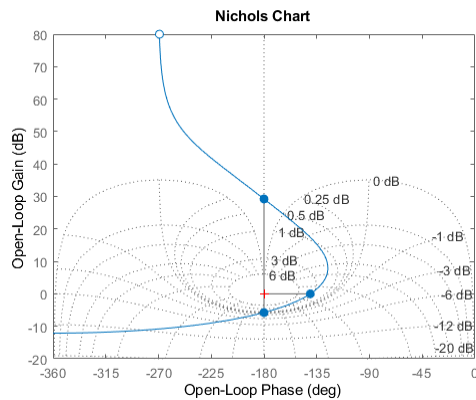


Рис. 3

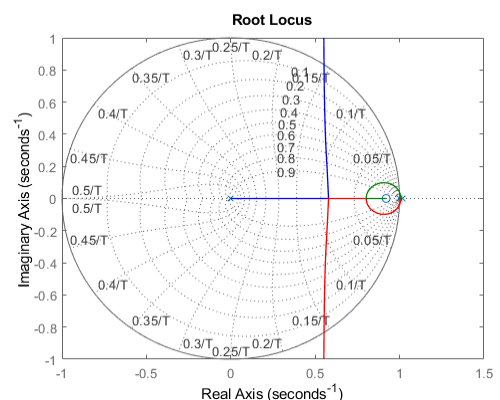


Рис. 4

Вплив збурень та змін параметрів об'єкта на систему керування струмом дуги. Дослідимо вплив збурень та невизначеності у параметрах об'єкта на якість стабілізації дискретної системи керування. Для опису впливу збурень на середнє значення квадрата помилки у системі корисно запровадити функцію зворотної різниці $J(z)$.

Зворотна різниця замкнутої системи, яка дорівнює

$$J(z) = 1 + R(z)W_H(z),$$

може бути представлена у вигляді

$$J(z) = \frac{z^3 - 2,016z^2 + 1,528z - 0,488}{z^3 - 2,016z^2 + 1,016z}.$$

На рис. 5 показана діаграма Бодє для функції зворотної різниці $|J(e^{j\omega T})|$. Видно, що зменшення чутливості досягається за низьких частот – до ~ 6 кГц, але аж ніяк не для всіх частот. Однак у разі значних збурень та зміни параметрів у смузі частот до 6 кГц очікується відповідного зменшення чутливості.

Наочна порівняльна оцінка за критерієм

$$J = \int_0^{\infty} u^2(t) dt \quad (3)$$

двох систем. Нижня границя функціоналу (3) на оптимально налаштованому регуляторі, підбраному автоматично, дорівнює $J_0 = \inf J = 2,412 \cdot 10^{-5} \text{ В}^2\text{с}$ (рис. 6), а значення функціоналу (3) для ненастроєного регулятора (за поточних параметрах регулятора [2]) $J_1 = 9,667 \cdot 10^{-5} \text{ В}^2\text{с}$.

Значення J_1 менше, ніж J_0 , вираш становить

$$\delta J / J_0 = (J_1 - J_0) / J_0 \approx 300\%.$$

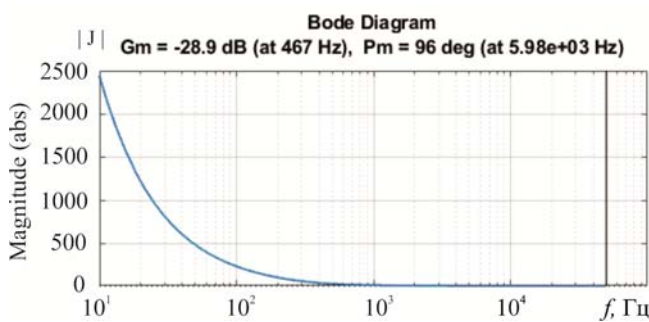


Рис. 5

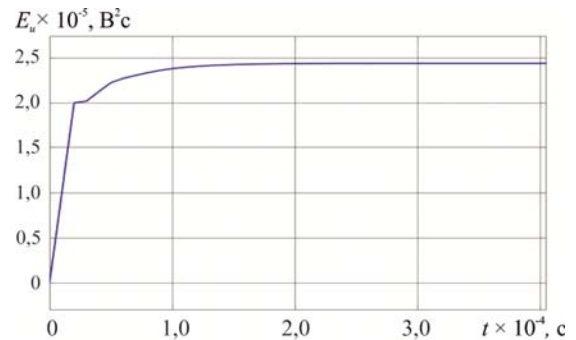


Рис. 6

Результати імітаційного моделювання та експериментальні дослідження. Одночасно ДЗЗ по напрузі на дузі призводить до збільшення модуля вихідного опору перетворювача та вирівнюванню його частотної характеристики [1, 2]. Частотні характеристики вихідного опору ПН з від'ємним зворотнім зв'язком за вихідним струмом та ДЗЗ за напругою і без нього – $k_d = 0,5$; $k_u = 0,0005$, розраховані в імпульсній моделі методом замкнутого контуру [1, 2], показані на рис. 7.

Як впливає з рис. 7, середнє значення Z_0 для двоконтурної системи імпульсної стабілізації в

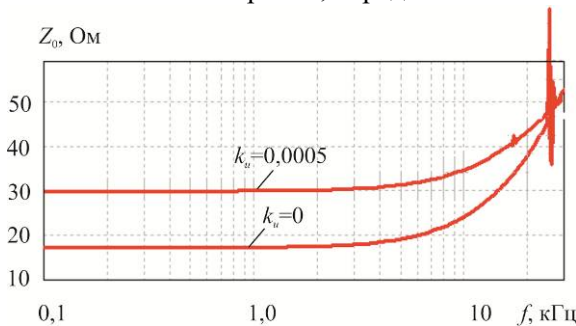


Рис. 7

3–5 разів більше, ніж одноконтурної, тому частотна залежність $Z_0(f)$ для багатоконтурних систем регулювання більш сприятлива щодо динаміки, ніж одноконтурних.

Збільшення вихідного опору дає змогу помітно зменшити (внаслідок нерівності $Z_0 \gg R_{дф0}$) сплески та провали струму у разі різкої зміни опору навантаження. Підвищене значення вихідного опору ПЕ необхідно також для паралельного з'єднання стабілізаторів, що є важливим для оптимальної побудови

системи електроживлення.

Пульсація фазової координати перетворювача. Імпульсний характер керування зумовлює наявність пульсацій струму в навантаженні та забезпечення їхнього заданого рівня є однією з найважливіших вимог до джерела струму з ШІМ.

За індуктивності вихідного дроселя $L = 0,3$ мГн, частоті імпульсної модуляції 52 кГц та середньому значенні струму $I = 100$ А розмах пульсацій струму ΔI у статичному режимі визначається виразом

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = n U_{\text{Вх}} (1 - D) DT / L,$$

звідки (за $D=0,5$) $\Delta I=4$ А, а максимальне та мінімальне значення струму дорівнюють: $I_{\max}=102$ А, $I_{\min}=98$ А.

Результати моделювання режиму: часові діаграми пульсацій напруги на дузі (рис. 8, а) та струму дуги (рис. 8, б) дають можливість визначити відповідні значення $I = 70,02$ А, $U = 184,1$ В, $\Delta I = 7,5$ А. Добрий збіг результатів розрахунку режиму, що встановився, по граничній безперервній моделі з результатами моделювання реальної системи служить підтвердженням коректності побудованої моделі.

Величина коефіцієнта пульсацій ($K_{\text{п}} = I_{\text{лм}} / I_0$) вихідного струму в стаціонарному режимі становить 0,04571 (рис. 8), а напруги на дузі – 0,02446, при цьому реальні пульсації вихідного струму імпульсного регулятора, навантаженого на плазмотрон, не вище (рис. 11) значення пульсацій струму у стаціонарному режимі.

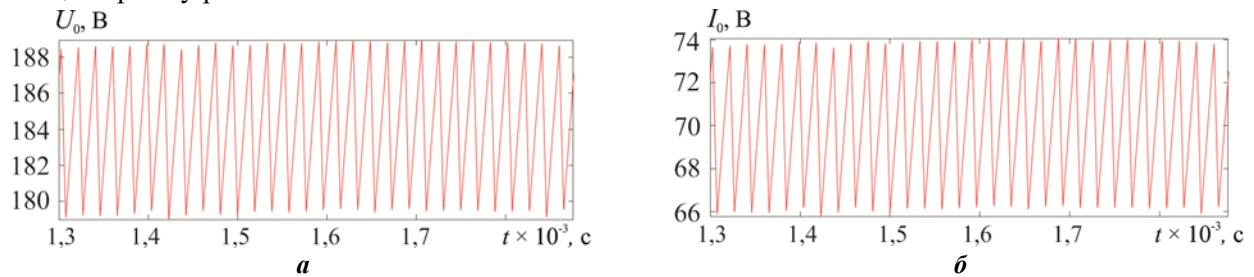


Рис. 8

Осцилограми процесу повітряно-плазмового різання: струм різання 50 А, u – напруга дуги ($m_U = 50$ В/діл), i – струм дуги ($m_I = 10$ А/діл) показані на рис. 9. На рис. 9, а показаний процес запалювання пілотної дуги і далі перехід до основної дуги; на рис. 9, б показаний процес закінчення різання з повним проплавленням. Для вимірювань використовувався USB-осцилограф IRIS.

Характерною особливістю процесу є відсутність коливань напруги на дузі як на початку, так і після виходу на режим різання. Для закінчення різання знижується струм, режим горіння стає нестійким, і дуга гасне. Осцилограми для цього випадку показані на рис. 9, б.

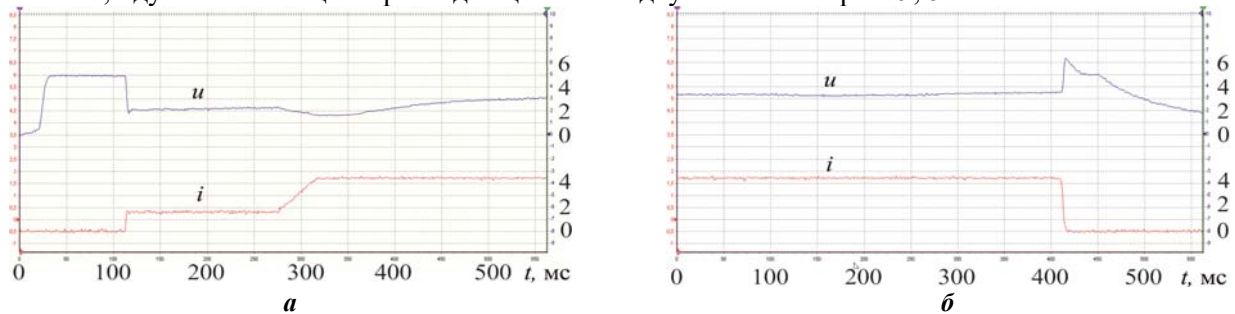


Рис. 9

Дуговий проміжок сам по собі є нестаціонарним навантаженням. При цьому для повітряних плазмотронів характерні періодичні пробіи [13]. Облік цих чинників потребує додаткового аналізу.

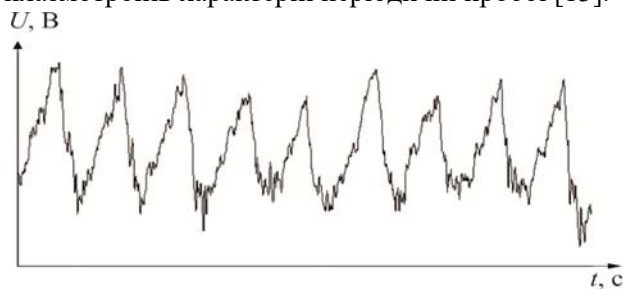


Рис. 10

Залежність пульсацій напруги на дузі від часу (рестрайку) для повітряного плазмотрона постійного струму показано на рис. 10 [13], напруга коливається від мінімальної до максимальної з періодом ~ 1 мс. З рис. 10 видно наявність турбулентних пульсацій, які мають квазіперіодичний характер. Стрибокподібні провали напруги при шунтуванні можуть досягати 20-30 % [13].

Нестационарний характер опору плазмотрону може бути врахований виразом [14]

$$R(t) = R_{\text{н}}(1 - he^{-\alpha t}),$$

де $\alpha = 10^4$; $0 < h < 0,3$.

Характер перехідних процесів, викликаних пробоями у плазмотроні, показаний на рис. 11 (результати чисельного моделювання та експериментальні дані): падіння напруги на дузі (рис. 11, а) та струм дуги (рис. 11, б). Сплески струму при стрибках навантаження до 30% – не більше 2 А (3%). Тривалість перехідних процесів не перевищує 0,33 мс.

Проведений аналіз послужив основою для проектування джерела електроживлення плазмової дуги, що реалізує технологію «м'якої» комутації ключів із цифровим керуванням. Апарат розроблений та виготовлений у Національному університеті кораблебудування імені адмірала Макарова та нагороджений золотою медаллю на виставці «Кращий товар року».

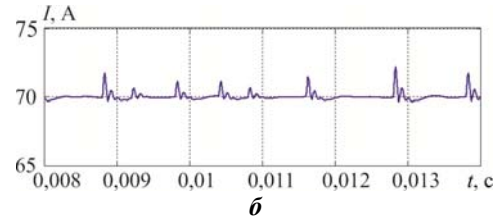
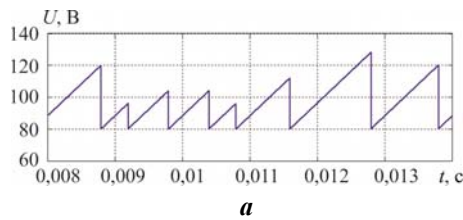


Рис. 11

Висновки.

1. Результати аналізу процесів у дослідному зразку ІСС з м'яким перемиканням та запропонованим цифровим регулятором показали його ефективне функціонування за заданими часовими показниками та необхідною точністю у всіх можливих режимах роботи.

2. Описаний процес проектування цифрового зворотного зв'язку з урахуванням затримки, що вноситься АЦП та ЦШПМ, може стати основою проектування імпульсних джерел вторинного електроживлення з цифровим керуванням.

3. Задану точність стабілізації вихідного струму імпульсного перетворювача в статистиці та динаміці забезпечує поєднання цифрового керування по відхиленню вхідної напруги $\tilde{u}_{вх}$, додатного зворотного зв'язку за напругою \tilde{u} на виході з пропорційно-інтегральним зворотним зв'язком по відхиленню вихідного струму \tilde{i} .

4. Видно, що система має задану реакцію і з меншими амплітудами вхідного сигналу. Інтегральна квадратична оцінка зменшується на два порядки порівняно з випадком, коли використовується неоптимальний регулятор.

5. Надалі планується пошук методів та способів керування ІСС, що забезпечують мінімально можливу кінцеву тривалість перехідного процесу, що становить 3-4 періоди перетворення, необхідну для імпульсно-дугового зварювання.

1. Vereshchago E., Kostiuchenko V., Novogretskyi S. Analysis of dynamic characteristics of the inverter operating on a complex load. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2020. Vol. 5/5(107). Pp. 23–31. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2020.215145>.

2. Vereshchago E., Kostiuchenko V., Hrieshnov A. Calculation and Analysis of Dynamic Properties of a Soft Switching Converter under Operation on the Arc Load. 2020 IEEE 40th International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 22-24 April 2020. Pp. 820–825. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO50318.2020.9088776>.

3. Vereshchago E.M., Kostiuchenko V.I., Novogretskyi S.M. Analysis of a DC converter working on a plasma arc. *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2023. No 5. Pp. 31–36. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.05>.

4. Кипенский А.В., Король Е.И. Анализ на координатной плоскости регулировочных характеристик импульсных преобразователей постоянного напряжения с регуляторами по входному возмущению. *Вестник Нац. техн. ун-та "ХПИ": сб. науч. тр. Темат. вып.: Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика*. 2015. № 12 (1121). С. 425-429.

5. Туровський О.Л., Лисенко Д.О. Динамічна модель комбінованого імпульсного стабілізатора напруги живлення телекомунікаційного обладнання з астатизмом другого порядку. *Наукові записки Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій*. 2024. № 1(5). С. 120–129. DOI: <https://doi.org/10.31673/2786-8362.2024.011515>.

6. Краснобаев Ю.В., Непомнящий О.В., Иванчура В.И., Пожаркова И.Н., Яблонский А.П. Импульсный стабилизатор напряжения с цифровым управлением для автономной системы электропитания. *Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов*. 2018. Т. 329. № 11. С. 61–73. DOI: <https://doi.org/10.18799/24131830/2018/11/210>.

7. Белов Г.А. Структурные модели и исследование динамики импульсных преобразователей. *Электричество*. 2008. № 4. С. 40–49.

8. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. Москва: Техносфера, 2005. 632 с.

9. Giulia Di Capua, Seyed A. Shirsavar, Michael A. Hallworth, Nicola Femia. An enhanced model for small-signal analysis of the phase-shifted full-bridge converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015. Vol. 30. Issue 3. Pp. 1567–1576. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2314241>.

10. Волков И.В., Губаревич В.Н., Спирин В.М. Устойчивость системы источник тока–электрическая дуга с отрицательным дифференциальным сопротивлением. *Технічна електродинаміка*. 1998. № 4. С.43–45.

11. Дьяконов В.П. *MATLAB*. Полный самоучитель. М.: ДМК Пресс, 2012. 768 с.

12. Сидорец В.Н., Пентегов И.В. Детерминированный хаос в нелинейных цепях с электрической дугой. Киев: Международная ассоциация «Сварка», 2013. 272 с.

13. Комаров Н.С. Устройства электропитания мощных дуговых нагревателей для установок газификации отходов. *Технічна електродинаміка*. 2009. № 1. С.70-76.

14. Мурашов Ю.В., Фролов В.Я. Исследование неустойчивости и турбулентности потока плазмы в дуговом плазматроне для нанесения покрытий. Неделя науки СПбГПУ: материалы научно-практической конференции с международным участием. Институт энергетики и транспортных систем СПбГПУ. Ч. 1.– СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2014. С.102–104.

CONTROL OF THE DYNAMICS OF A PULSE CONVERTER WITH SOFT SWITCHING OPERATING WITH ARC LOAD

E.M. Vereshchago, V.I. Kostiuchenko, Ye.V. Stohnienko, A.Yu. Hrieshnov

Admiral Makarov National University of Shipbuilding,

Ave. of Heroes of Ukraine, 9, Mykolaiv, 54007, Ukraine, e-mail: yikmkua@gmail.com.

Issues of design and research of energy-efficient and reliable semiconductor DC voltage converters for wide application in power supply devices of arc plasmotrons used in plasma metal cutting installations are considered. An estimated structural dynamic model of a soft-switching DC converter with a closed-loop control system combining the power part and the control system, intended for use as part of the latter as a digital module, was built. A technique is proposed and methods of controlling the converter are found, which provide the specified duration of transient processes, the permissible value of load current pulsations in a quasi-steady mode and the astatism of the output current, which confirms the correctness of the proposed technique. A prototype of a pulse stabilizer with digital control was made. The results of experimental studies of the sample confirm the effectiveness of the developed control device, namely the achievement of the specified duration of transient processes caused by a step change in the load current, close to 10-12 periods of conversion and astatism of the output current. It is shown that the application of a pulse stabilizer, in which a digital control loop is used, has significant advantages compared to analog options and has the advantages of a strategic plan. The use of combined control allows you to significantly reduce the requirements for the overall gain of the main control channel, which greatly facilitates the choice of sequential digital correction. Research results may be of interest to specialists in the field of power electronics, power supply systems of autonomous objects and control systems. References 14, figures 11.

Key words: automatic control system, digital controller, external disturbance, plasma, robustness, optimization.

1. Vereshchago E., Kostiuchenko V., Novogretskyi S. Analysis of dynamic characteristics of the inverter operating on a complex load. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*. 2020. Vol. 5/5(107). Pp. 23–31. DOI: <https://doi.org/10.15587/1729-4061.2020.215145>.

2. Vereshchago E., Kostiuchenko V., Hrieshnov A. Calculation and Analysis of Dynamic Properties of a Soft Switching Converter under Operation on the Arc Load. 2020 IEEE 40th International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kyiv, Ukraine, 22-24 April 2020. Pp. 820–825. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO50318.2020.9088776>.

3. Vereshchago E.M., Kostiuchenko V.I., Novogretskyi S.M. Analysis of a DC converter working on a plasma arc. (2023). *Electrical Engineering & Electromechanics*. 2023. No 5. Pp. 31–36. DOI: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.5.05>.

4. Kipensky A.V., Korol E.I. Analysis on the coordinate plane of the adjustment characteristics of pulsed DC voltage converters with input disturbance regulators. *Vestnik Nac. tehn. un-ta KHPI: Temat. vyp.: Problemy avtomatizirovannogo elektroprivoda. Teoriya i praktika*. 2015. No 12 (1121). Pp. 425–429. (Rus)

5. Turovsky O.L., Lisenko D.O. A dynamic model of a combined pulse voltage stabilizer for telecommunications with astatism of a different order. *Naukovi zapysky Derzhavnoho universytetu informatsiino-komunikatsiinykh tekhnolohii*. 2024. No 1(5). Pp. 120–129. DOI: <https://doi.org/10.31673/2786-8362.2024.011515>. (Rus)

6. Krasnobaev Yu.V., Nepomnyashchii O.V., Ivanchura V.I., Pozharkova I.N., Yablonsky A.P. Pulse voltage stabilizer with digital control for an autonomous power supply system. *Izvestiya Tomskogo politehnicheskogo universiteta. Inzhiniring georesursov*. 2018. Vol. 329. No 11. Pp. 61–73. DOI: <https://doi.org/10.18799/24131830/2018/11/210>. (Rus)

7. Belov G.A. Structural models and study of the dynamics of pulse converters. *Electricity*. 2008. No 4. Pp. 40–49. (Rus)

8. Meleshin V.I. Transistor converter technology. Moskva: Tekhnosfera, 2005. 632 p. (Rus)

9. Giulia Di Capua, Seyed A. Shirsavar, Michael A. Hallworth, Nicola Femia. An enhanced model for small-signal analysis of the phase-shifted full-bridge converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015. Vol. 30. Issue 3. Pp. 1567–1576. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2314241>.

10. Volkov I.V., Gubarevich V.N., Spirin V.M. System stability: current source is an electric arc with negative differential resistance. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 1998. No 4. Pp. 43–45. (Rus)

11. Dyakonov V.P. MATLAB. Complete tutorial. Moskva: DMK Press, 2012. 768 p. (Rus)

12. Sidorets V.N., Pentegov I.V. Deterministic chaos in nonlinear circuits with an electric arc. Kyiv: Mezhdunarodhaia assotsiatsiia Svarka, 2013. 272 p. (Rus)

13. Komarov N.S. Power supply devices for powerful arc heaters for waste gasification plants. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2009. No 1. Pp. 70–76. (Rus)

14. Murashov Yu.V., Frolov V.Ya. Study of instability and turbulence of plasma flow in an arc plasma torch for coating. Science Week of St. Petersburg State Polytechnic University: materials of a scientific and practical conference with international participation. Institute of Energy and Transport Systems SPbSPU. Part 1. St. Petersburg: Polytechnic Publishing House. Univ., 2014. Pp. 102–104. (Rus)

Надійшла 28.03.2024

Остаточний варіант 29.07.2024

ЗАСТОСУВАННЯ УМОВНО ДВНАДЦЯТИФАЗНОГО КЕРОВАНОВОГО КОМПЕНСАЦІЙНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЛЯ ПОСЛІДОВНОГО ПРЯМОГО ЗАПУСКУ ВІД ЕЛЕКТРИЧНОЇ МЕРЕЖІ ЧОТИРЬОХ ПОТУЖНИХ АСИНХРОННИХ МАШИН

О.І. Чиженко*, докт. техн. наук, О.Б. Рибіна, канд. техн. наук

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

e-mail: alivchizh@ukr.net; rybina@i.ua.

Розглядається послідовний прямий запуск чотирьох асинхронних машин (АМ) потужністю 8 МВт кожна від електричної мережі 6 кВ. Досліджуються пускові перехідні режими, які виникають у мережі внаслідок такого запуску АМ, і можливі при цьому наслідки для мережі. Задля полегшення прямого запуску АМ потужністю 8 МВт пропонується застосовувати умовно дванадцятифазний керований компенсаційний перетворювач, який обмежує величину пускових надструмів у мережі. Бібл. 10, рис. 6.

Ключові слова: електрична мережа, прямий запуск асинхронних машин, пускові перехідні режими, пускові надструми.

В електроенергетиці існує проблема прямого запуску від електричної мережі 6 кВ асинхронних машин (АМ) потужністю 8 МВт. АМ такої потужності використовуються, зокрема, у резервних насосах систем охолодження ТЕС і АЕС. Проблема полягає у тому, що при прямому запуску потужних АМ у мережі виникають пускові надструми, які можуть мати настільки значну величину, що здатні нанести суттєву шкоду встановленому у мережі обладнанню. Ці надструми, протікаючи по лінії електропередачі (ЛЕП) та розподільчому трансформатору на її вході, спричиняють на їх опорах падіння напруги [1]. Такі втрати напруги, в свою чергу, призводять до просідання її на вхідних клеммах АМ [2, 3] іноді до такого рівня, який унеможливує успішний прямий запуск АМ. Ця проблема ще поглиблюється, коли від мережі запускається не одна потужна електромашинна, а здійснюється послідовний прямий запуск декількох потужних АМ. Тому розроблення ефективних засобів, які допомагають здійснювати прямий запуск АМ, є актуальною і сучасною задачею електроенергетики.

У випадку запуску резервних насосів систем охолодження ТЕС і АЕС необхідним є саме прямий їх запуск, тому що він вбачається більш швидкісним за екстреного вводу цих насосів з метою запобігання перегріву обладнання електростанцій, тобто задля уникнення можливих аварійних ситуацій, пов'язаних з перегрівом. З практики експлуатації реальних АЕС відомі ситуації, наприклад, на болгарській АЕС у місті Козлодуй, коли незначне зволікання з вводом резервних насосів системи охолодження призвело до примусового відключення реактору цієї АЕС, що фахівцями розглядалося як загрозна аварійна ситуація та одержало міжнародний розголос. Щось схоже сталося і внаслідок затоплення Фукусімської АЕС – втрата живлення циркуляційними насосами. Тому у таких випадках саме прямий запуск насосів є більш бажаним, ніж використання систем запуску поступового розгону обертів валу АМ, який використовується у частотних засобах (з керованою поступово зростаючою частотою обертів валу і виводом їх на номінальну частоту), софстарторах та інших [4].

Задля полегшення пускових режимів мережі, яка живить потужне електроμηχανічне навантаження, найбільш ефективним є застосування вентильних напівпровідникових компенсаційних перетворювачів [5–8], котрі у пусковому перехідному режимі мережі генерують у неї коливальний ємнісний за характером струм, величина якого керується кутом управління α тиристорів перетворювача. Цей коливальний ємнісний струм компенсує у мережі коливальний індуктивний за своїм характером струм, який супроводжує прямий запуск АМ й тим самим зменшує індуктивні надструми безпосередньо у самій електричній мережі, чим суттєво полегшує в ній важкі пускові перехідні режими.

Приклад послідовного прямого запуску від мережі 6 кВ чотирьох АМ потужністю 8 МВт розглянуто у роботі [9], де як засіб полегшення режиму прямого пуску АМ використовувався двомосто-

© Чиженко О.І., Рибіна О.Б., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-1178-0036>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

вий компенсаційний тиристорний перетворювач, у якому кожен з тиристорних мостів виконувався за шестипульсною схемою Ларіонова, а самі ці мости через фазозсувний трансформатор приєднувалися паралельно відносно мережі. У фазозсувному трансформаторі здійснювався зсув фази напруги живлення одного тиристорного моста відносно другого на 30 ел.градусів, завдяки чому покращувався гармонійний склад вхідного струму перетворювача (він же струм мережі) в цілому – мінімізувались амплітуди 5-ої і 7-ої гармонік цього струму.

У роботі замість двохмостового перетворювача використовується умовно дванадцятифазний за дванадцятипульсною схемою, де тиристорні мости ввімкнені між собою послідовно відносно кола випрямленого струму. Збільшення удвічі частоти пульсацій у колі випрямленого струму випрямного моста дає можливість суттєво зменшити індуктивність згладжуючого дроселя, який є невід'ємною частиною цього кола. Таким чином зменшуються масогабаритні, трудомісткі та вартісні (в процесі виробництва цього необхідного у схемі елемента) показники перетворювача. Як наслідок, вищезгадана заміна двохмостового на умовно дванадцятифазний перетворювач призводить до покращення технікоекономічних показників засобу для полегшення послідовного прямого пуску чотирьох АМ потужністю 8 МВт від мережі 6 кВ, тобто підвищує його ефективність, зокрема підвищується швидкість пристрою. Окрім цього, як буде показано нижче, у запропонованому до використання перетворювачі спрощується конструкція конденсаторних батарей (КБ), зменшується кількість КБ, які форсовано підключаються в момент пуску першої АМ. При цьому звісно зменшується удвічі й число засобів для комутації КБ – для їх приєднання і від'єднання, а їхня ємність зменшується на 100 мкФ і, як слідство, зменшуються масогабаритні та вартісні показники цих КБ.

Для досліджень режимів послідовного прямого пуску від мережі чотирьох АМ потужністю 8 МВт було складено комп'ютерну модель, структурована схема якої наведена на рис. 1, де мережа, яка моделюється трифазною системою ЕРС – E_{syst} (у нашому випадку діюче значення ЕРС $E_{syst} = 6$ кВ), з внутрішнім опором Z_{syst} , який моделює опори ЛЕП та вхідного розподільчого трансформатору на

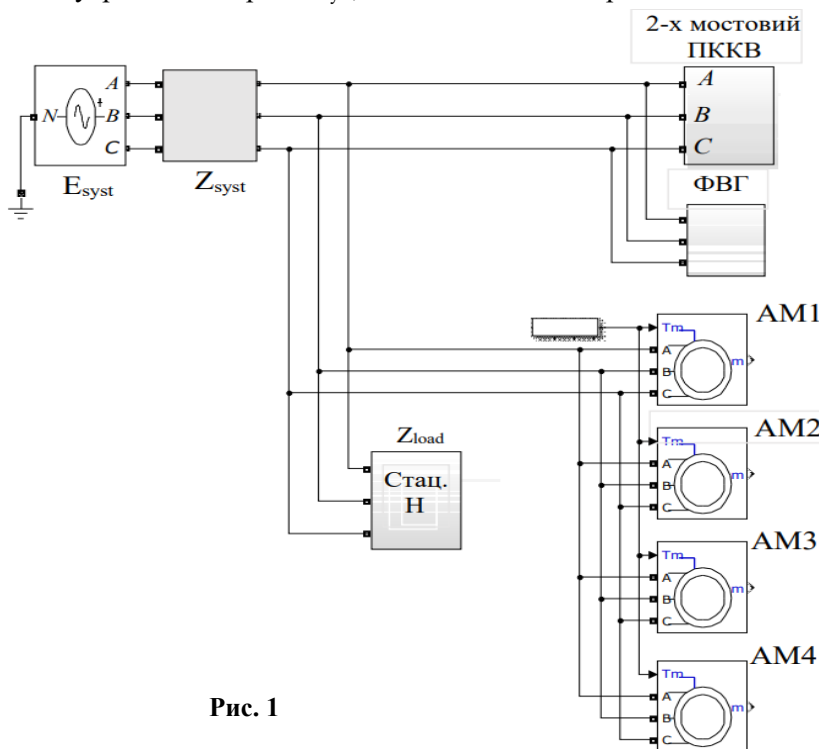


Рис. 1

вході мережі. У випадку режиму, що розглядається, активна складова опору Z_{syst} дорівнює $r_{syst} \approx 0.002$ Ом, а його реактивна складова – $x_{syst} = \omega L_{syst} \approx 0.055$ Ом ($L_{syst} \approx 17.4$ мГн) живить вузлове комплексне навантаження, яке складається із стаціонарної складової Н. Воно змодельовано паралельним з'єднанням активного r_H та реактивного x_H опорів (у випадку режиму, що розглядається, $r_H \approx 1.5$ Ом, $x_H = \omega L_H \approx 2$ Ом ($L_H \approx 6.2$ мГн)) і електро механічного опору, який змодельовано чотирма паралельно з'єднаними асинхронними машинами АМ1, АМ2, АМ3 та АМ4 потужністю 8 МВт кожна.

У роботі прийнято відлік часу від моменту $t = t_H = 0$, в який до мережі підключається стаціонарне навантаження Н.

Прямий запуск чотирьох АМ здійснюється у часі послідовно через 50 мс, а саме відповідно з прийнятим відліком часової змінної t у моменти часу: $t_{AM1} = 0.11$ с, $t_{AM2} = 0.16$ с, $t_{AM3} = 0.21$ с і $t_{AM4} = 0.26$ с. Як модель кожної з чотирьох АМ взято модель, описану у роботі [10].

Тиристорний перетворювач – потужний керований компенсаційний випрямляч (ПСКВБ), який використовується для коригування пускових струмів і напруги мережі – у моделі рис. 1 виконано по умовно дванадцятифазній схемі, наведеній на рис. 2. На рис. 1: ФВГ – це фільтр вищих гармонік струму, який уособлює собою три фільтри ФВГ1, ФВГ2 і ФВГ_{мер} схеми на рис. 2.

В схемі рис. 2: ТРФЗ – трифазний трьохобмотковий фазозсувний трансформатор, який забезпечує зсув на 30 ел. град фази напруги на вході моста М2 відносно напруги на вході моста М1. При потребі цей же трансформатор може використовуватися також для узгодження величин напруг на входах мостів М1 і М2 з напругою електричної мережі, яка їх живить. Між входами тиристорних мостів М1 та М2 і вторинними обмотками фазозсувного трансформатору ТРФЗ ввімкнені конденсаторні батареї КБ1 і КБ2. У випадку режиму, що розглядається, у кожній стороні трикутників цих конденсаторних батарей встановлено конденсатори ємністю $C_{\Delta}=50$ мкФ. Ще одну конденсаторну батарею КБ_{мер}, спільну для обох мостів М1 і М2, ввімкнено перед первинною обмоткою ТРФЗ у кожній стороні трикутника конденсаторів цієї батареї, ємність яких $C_{\Delta\text{мер}}$ складається з двох частин – стаціонарної $C_{\Delta\text{мер}1}$ та $C_{\Delta\text{мер}2}$. Остання приєднується до мережі ситуативно в залежності від конфігурації електромеханічної складової навантаження. Таким чином, $C_{\Delta\text{мер}}=C_{\Delta\text{мер}1}+C_{\Delta\text{мер}2}$. Ємність $C_{\Delta\text{мер}2}$ приєднується у момент $t=t_{\text{АфорМ1}}=0.1$ с, форсуючи зростання ємнісного струму перетворювача перед прямим пуском АМ1 у момент $t=t_{\text{АМ1}}=0.11$ с, та від'єднується від мережі по закінченні пускового перехідного режиму.

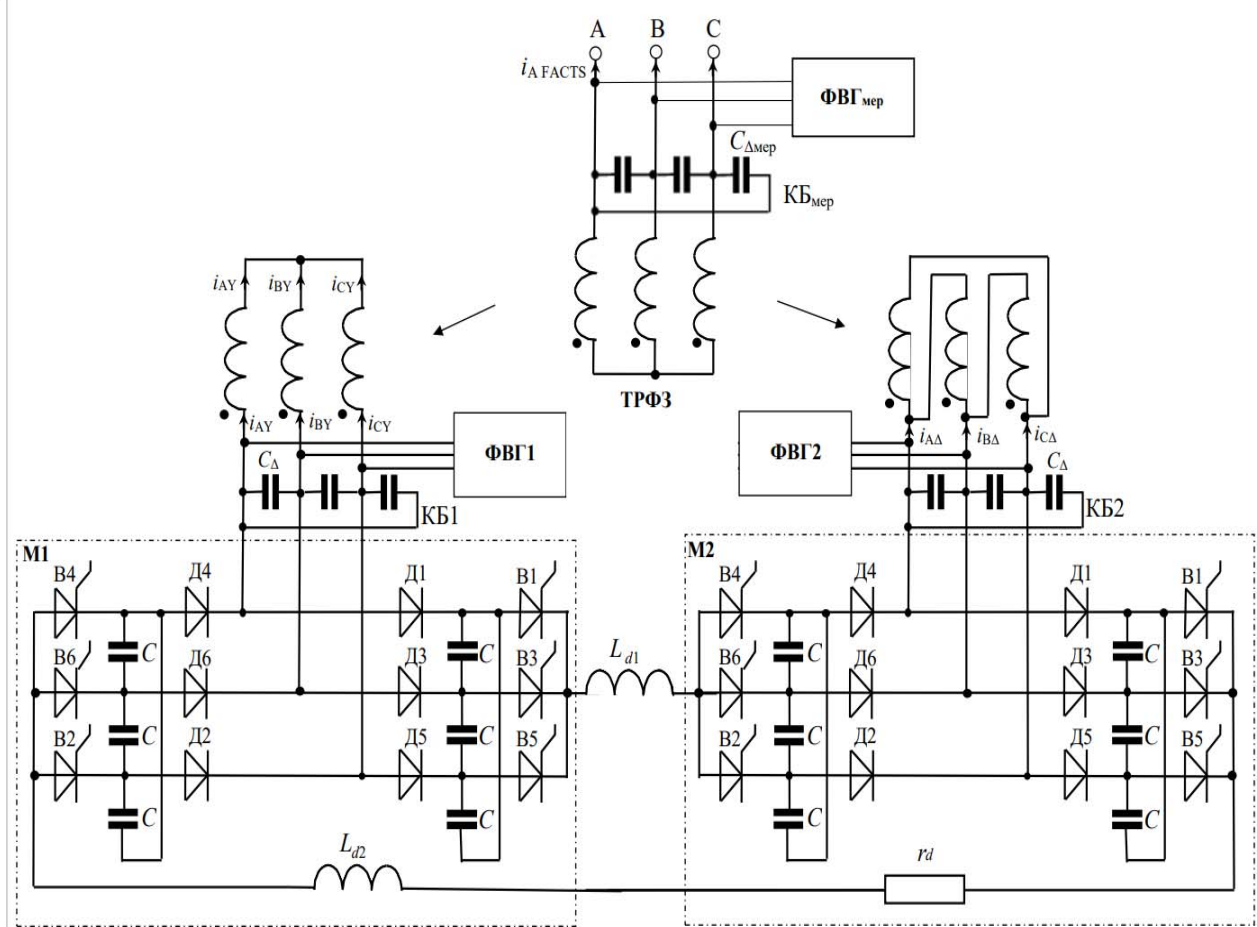


Рис. 2

В нашому випадку $C_{\Delta\text{мер}1}=50$ мкФ, $C_{\Delta\text{мер}2}=1500$ мкФ. З конденсаторами C_{Δ} (батареї КБ1 і КБ2) і $C_{\Delta\text{секц}1}$ для їх захисту ввімкнено послідовно дроселі з індуктивністю $L_{\Delta}=L_{\Delta\text{секц}1}=10$ мкГ відповідно, а послідовно з конденсатором $C_{\Delta\text{секц}2}$ – дросель з індуктивністю $L_{\Delta\text{секц}2}=50$ мкГ. Згладжуючий дросель L_d у колі випрямленого струму ПККВ з метою забезпечення кращої симетрії випрямленого струму i_d теж виконується з двома складовими, тобто $L_d=L_{d1}+L_{d2}$. У випадку режиму, що розглядається, $L_{d1}=L_{d2}=0.25$ Гн, активний опір дроселя L_d складає $r_d=0.02$ Ом. Параметри елементів тиристорних мостів М1 і М2 такі ж самі, які використовувалися у моделі, розглянутій у роботі [9].

Метою роботи є дослідження електромагнітних перехідних режимів у електричній мережі 6 кВ під час послідовного прямого пуску від неї чотирьох асинхронних машин потужністю 8 МВт, з'ясування параметрів пускового режиму.

Задля досягнення поставленої мети для моделі, зображеної на рис. 1, в середовищі MATLAB SIMULINK розроблено програму розрахунків електромагнітних перехідних процесів, що виникають за послідовного прямого пуску від мережі 6 кВ чотирьох АМ потужністю 8 МВт. Результати розрахунків наведено нижче (рис. 3–5) у вигляді часових діаграм перехідних струмів і напруги на елементах моделі рис. 1.

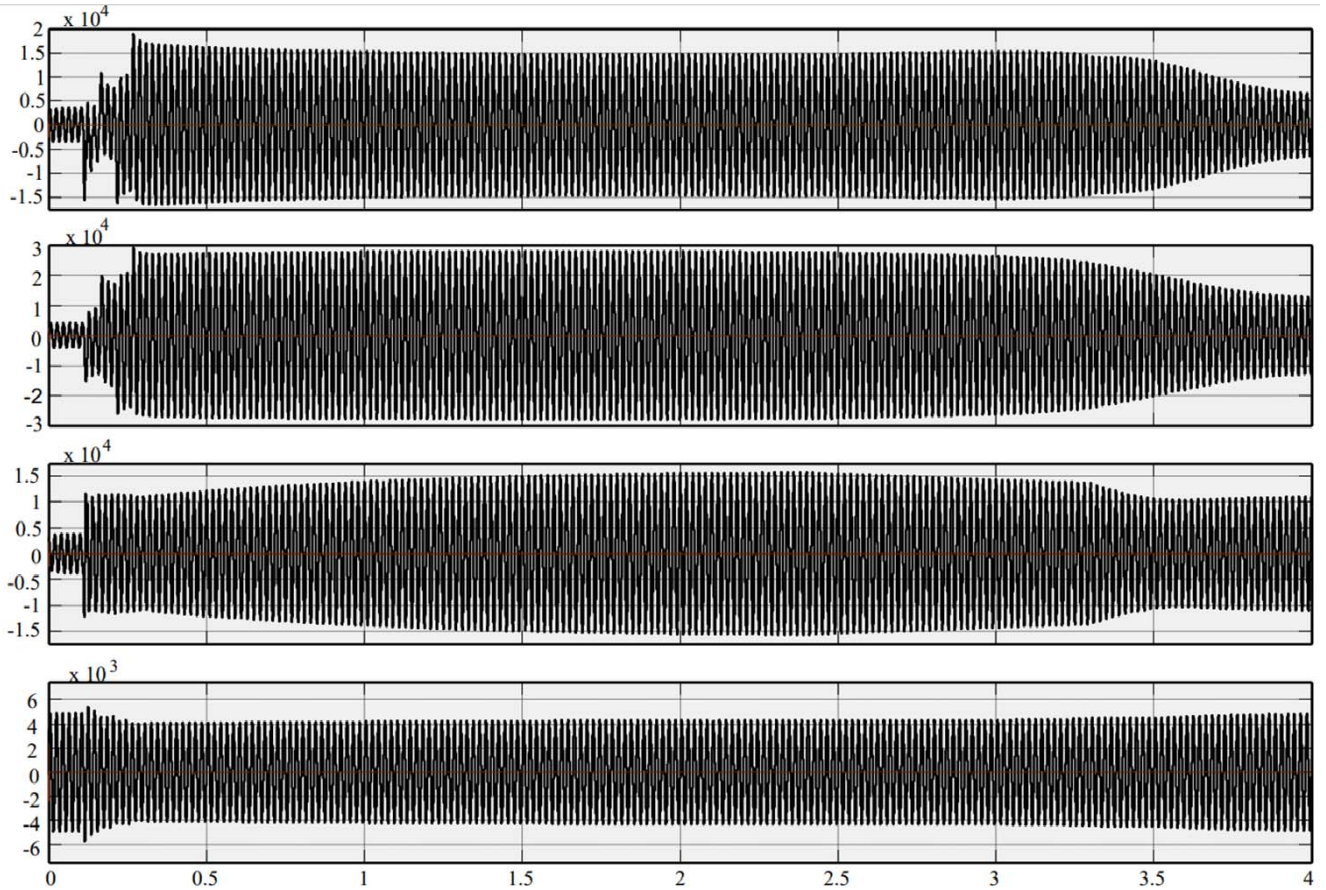


Рис. 3

На рис. 3 на першій (верхній) діаграмі наведено коливальні пускові фазні струми $i_{\text{фмер}}$ мережі (жирним на цій діаграмі виділено струм $i_{A\text{мер}}$ фази A); на другій (зверху) діаграмі – індуктивні за характером коливальні перехідні фазні струми $i_{\text{ф4АМ+Н}}$ (жирним виділено струм $i_{A4\text{АМ+Н}}$ фази A) на вході комплексного навантаження електричної мережі, електромеханічна складова якого а саме струм $i_{A4\text{АМ}}$ (приблизно саме такий струм тік би у мережі рис. 1, коли у цій моделі був би відсутнім ПККВ), а його інша складова, саме струм $i_{\text{Н}}$ – через $r-L$ опір стаціонарного навантаження H . Ці складові разом у сумі і утворюють струм $i_{A4\text{АМ+Н}}=i_{A4\text{АМ}}+i_{\text{Н}}$; на третій діаграмі $i_{A\text{ПККВ+КБ}}$ зображено ємнісні за характером коливальні фазні струми $i_{\text{фПККВ+КБ}}$ (жирним виділено струм $i_{A\text{ПККВ+КБ}}$ фази A) ПККВ (який тут розглядається як єдине ціле разом з передввімкненими перед мостами M1 і M2 конденсаторними батареями, відповідно КБ1 і КБ2 – див. схему рис. 2); на четвертій діаграмі показано пускову коливальну фазну напругу мережі $u_{A\text{мер}}$ на вході, тобто між фазою A і нульовим дротом.

Задля забезпечення більш якісної компенсації індуктивного за характером струму $i_{A4\text{АМ+Н}}$ ємнісним струмом $i_{A\text{ПККВ+КБ}}$ управління тиристорами у схемі рис. 2 здійснюється наступним чином: у моменти перед запусками перших двох АМ, а саме у $t_{\text{форАМ1}}=0.1$ с і $t_{\text{форАМ2}}=0.145$ с відбувається форсоване збільшення значень кута управління тиристорами у мостах M1 і M2 . Ці кути набувають значень відповідно $\alpha_{\text{форАМ1}}=-90$ ел.град і $\alpha_{\text{форАМ2}}=-81$ ел.град. На етапі спадання значень струму $i_{A\text{ПККВ+КБ}}$ у момент $t=t_{\text{змен1}}=2.5$ с встановлюється кут управління $\alpha=\alpha_{\text{змен1}}=-85$ ел.град, а у момент $t=t_{\text{змен2}}=3.3$ с – кут управління $\alpha=\alpha_{\text{змен2}}=-92$ ел.град. На інтервалі $0 < t < 0.1$ с ПККВ функціонує у режимі очікування пуску АМ1 з кутом $\alpha=\alpha_{\text{мін}}=-104$ ел.град, якого достатньо для компенсації індуктивної складової струму $i_{\text{Н}}$.

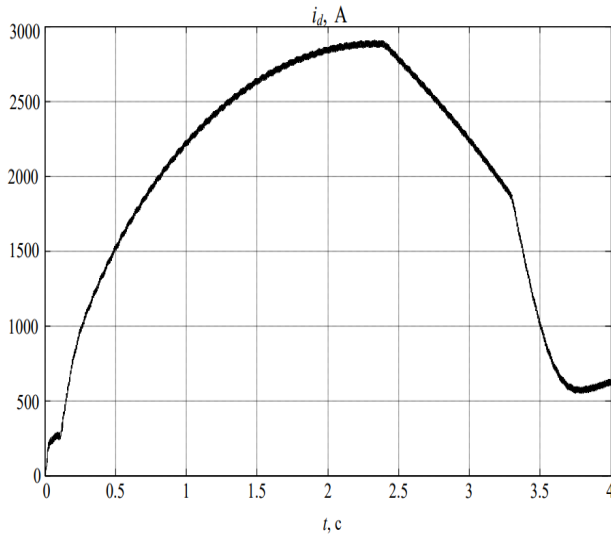


Рис. 4

коливання ємнісного струму $i_{АПККВ+КБ}$ на інтервалі $1.5 \text{ с} \leq t \leq 2.5 \text{ с}$ досягають своїх максимальних значень – практично 20000 А.

Під час прямого пуску потужного електромеханічного навантаження суттєвим фактором його успішного здійснення є швидкодія ПККВ, тобто швидкість зростання та спадання у ньому струму $i_{АПККВ+КБ}$ на відповідних ділянках його змінення з метою забезпечення належної компенсації індуктивної складової струму $i_{А4АМ+Н}$. Така швидкодія на практиці безпосередньо пов'язана з швидкістю змін струму i_d у колі випрямленого струму ПККВ, а саме із сталою часу $\tau = L_d / r_d$ цього кола.

На часовій діаграмі рис. 4 показано, як у перехідному режимі на інтервалі $0 \leq t \leq 4 \text{ с}$ змінюється у часі перехідний випрямлений струм $i_d = i_{d1} = i_{d2}$. З цієї діаграми видно, що у моменти $t_{\text{форАМ1}} = 0.1 \text{ с}$, $t = t_{\text{змен1}}$ і $t = t_{\text{змен2}}$ у кривій струму i_d відбуваються злами (тобто стрибкоподібно змінюється похідна di_d/dt), що є наслідком стрибкоподібного зменшення у ці моменти кута управління α , а саме до значень $\alpha_{\text{форАМ1}}$, $\alpha_{\text{змен1}}$ і $\alpha_{\text{змен2}}$ відповідно.

Наприкінці цієї діаграми, де спостерігається набуття перехідними струмами і напругою їх усталених значень, тобто на інтервалі $3.6 \text{ с} \leq t \leq 4 \text{ с}$, спостерігається також деяке зростання струму i_d . Це зростання відбувається внаслідок того, що в цей же час відбувається зростання по мірі її встановлення перехідної напруги мережі $u_{\text{Амер}}$, а відповідно, як слідство цього, і зростання перехідної випрямленої напруги u_d , що можна побачити на останній діаграмі рис. 3.

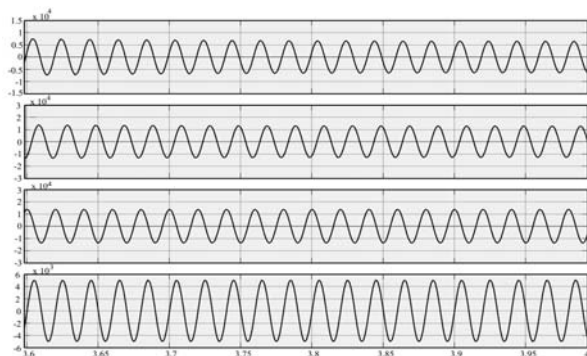


Рис. 5

періодів коливань близько 20000 А), який генерується потужним керованим компенсаційним випрямлячем ПККВ разом з конденсаторними батареями КБ1, КБ2 і КБ_{мер}. З рис. 5 видно, що усталені на цьому інтервалі струми $i_{А4АМ+Н}$ і $i_{АПККВ+КБ}$ знаходяться у протифазі, тобто остання компенсує першу.

На всьому цьому інтервалі розрахунків перехідного пускового режиму забезпечується достатня стабільність значень амплітуд півперіодів коливань напруги мережі $u_{\text{Амер}}$ на вході ПККВ.

На діаграмах рис. 3 розрахунок перехідних пускових струмів і напруги здійснюється на інтервалі часу $0 \leq t \leq 4 \text{ с}$, який охоплює весь перехідний режим – від його початку до встановлення усталених значень струмів і напруги.

З часових діаграм рис. 3 можна побачити, що на всьому інтервалі $0.5 \text{ с} \leq t \leq 4 \text{ с}$ струм $i_{\text{Амер}}$ не перебільшує 15000 А, при цьому амплітуди півперіодів коливання індуктивного за характером струму $i_{А4АМ+Н}$, а саме він би протікав у мережі за відсутності ПККВ, на інтервалі $0.3 \text{ с} \leq t \leq 2.5 \text{ с}$ дорівнюють 30000 А, тобто у два рази більші. Таким чином, завдяки наявності у моделі рис. 1 ПККВ на інтервалі $0.5 \text{ с} \leq t \leq 2.5 \text{ с}$ вдається суттєво зменшити пусковий струм мережі, практично у два рази. Також, хоча і в менших межах, у мережі відбувається зменшення і ударних пускових надструмів безпосередньо у моменти прямого пуску АМ. При цьому амплітуди півперіодів

Діаграми рис. 5 є прикінцевою частиною діаграм рис. 3. На них перехідні пускові струми і напруга досягли своїх усталених значень. На інтервалі $3.6 \text{ с} \leq t \leq 4 \text{ с}$ з першої та останньої діаграм можна побачити, що вже усталений на цьому інтервалі струм $i_{\text{Амер}}$ за фазою співпадає з усталеною же на ньому інтервалі напругою $u_{\text{Амер}}$. Це свідчить про те, що усталений струм $i_{\text{Амер}}$ за характером на цьому інтервалі є чисто активним. Тобто у моделі, що розглядається, відбувається повна компенсація індуктивного струму $i_{А4АМ+Н}$ (з максимальною амплітудою півперіодів коливань близько 30000 А) ємнісним струмом $i_{АПККВ+КБ}$ (з максимальною амплітудою пів-

Важливим питанням під час розгляду практичного застосування перетворювача по схемі рис. 2 та реального забезпечення його режиму полегшення прямого пуску від електричної мережі 6 кВ декількох АМ потужністю 8 МВт є наявність необхідних для цього серійних доступних напівпровідникових приладів, що виробляються сучасною електронною промисловістю, які здатні на практиці забезпечити цей режим. Тобто експлуатаційні характеристики реально існуючих натеper приладів повинні задовольняти і забезпечувати роботу перетворювача на найважчих ділянках перехідної пускової коливальної кривої ємнісного струму $i_{АПККВ+КБ}$ (третя часова діаграма на рис. 3), який саме і генерується цим перетворювачем по схемі рис. 2. Найважчим моментом є момент $t = t_{\max АПККП+КБ} = 2.4$ с, у якому крива $i_{АПККВ+КБ}$ набуває свого максимуму 15770 А. У невеликій околиці цього моменту має місце найвужчий інтервал, коли до замкнутого тиристора прикладається від'ємна запірна для нього напруга. Тим не менш, на цьому інтервалі повинно відбутися гарантоване запирання цього тиристора. За це серед характеристик тиристора відповідає параметр τ_q , який визначає інтервал часу гарантованого закриття тиристора. Тобто інтервал, позначимо його як Δt_{thyr} , на якому до запертого тиристора прикладається від'ємна напруга, що повинна його заперти, має перебільшувати параметр τ_q , інакше можливе так зване «повторне запалювання» тиристора, тобто несанкціонований його вхід у роботу, що для перетворювача по схемі рис. 2 є аварійним режимом. На часовій діаграмі рис. 6 показано на інтервалі, найближчому до моменту $t = t_{\max АПККП+КБ}$, напругу (у кіловольтах) на запертому тиристорі. З цієї діаграми випливає, що $\Delta t_{thyr} \approx 54$ мкс, тобто повинно виконуватися $\tau_q < 54$ мкс. Цим вимогам відповідають серійні швидкодіючі тиристори 5STF18F1210 (у яких параметр $\tau_q = 10$ мкс, зворотна напруга $U_{\max B} = 1200$ В, а максимальний прямий струм $I_{\max B} = 1779$ А) та їх послідовно-паралельні збірки. Останні забезпечують належну величину струму (16 кА) у плечі мостів перетворювача та допустиму величину напруги (1.2 кВ) на тиристорах, розташованих у цьому плечі.

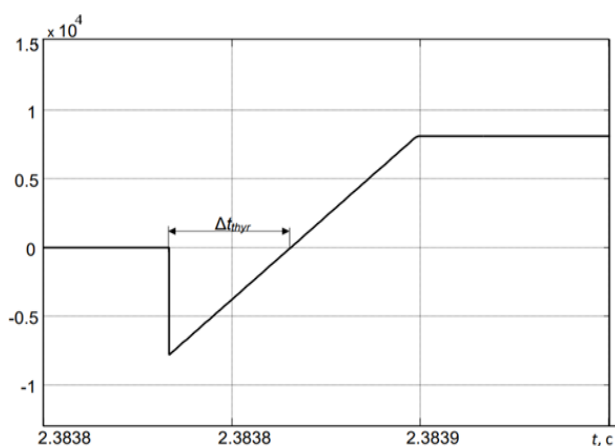


Рис. 6

від якої здійснюється послідовний прямий запуск чотирьох асинхронних машин потужністю 8 МВт кожна, дає можливість зменшити індуктивність згладжуючого дроселя у колі його випрямленого струму, і, відповідно, зменшити сталу часу цього кола, внаслідок чого у порівнянні з альтернативним схемо-технічним рішенням (з двомостовим перетворювачем) підвищується швидкодія пристрою та покращуються його масогабаритні та вартісні показники, тобто досягається його більша ефективність при використанні на практиці для коригування параметрів перехідного пускового режиму. Ємність у КБ, призначеної для форсування зростання ємнісного струму, яка приєднується попереджуючи прямий запуск першої АМ у пристрої, який пропонується, на 100 мкФ менша. Доведено, що цей перетворювач може бути реалізовано на доступній сучасній базі напівпровідникових приладів, які серійно виробляються.

Роботу виконано за бюджетною темою "Моделі та засоби запобігання погіршення якості електропостачання промислових споживачів" (Монітор 4) (КПКВК 65410).

1. Красношапка Н.Д., Пушкар М.В. Пускові режими асинхронних електроприводів з урахуванням опору лінії системи електропостачання. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2022. Вип. 1. С. 39–43. DOI: <https://doi.org/10.31649/1997-9266-2022-160-1-39-43>.

2. Bokovi Y., Salami A.A., Mawugno Kodjo K., Dotche K.A., Bedja K. Comparative Study of the Voltage Drops Estimation on Electrical Distribution grid: Case study of the Togolese Company of Electricity and Energy grid. *IEEE PES/IAS PowerAfrica*, Abuja, Nigeria, 20–23 August 2019. Pp. 255–260. DOI: <https://doi.org/10.1109/PowerAfrica.2019.8928838>.

3. Beyhan H., Yalçın M., Kocamaz A.F. Matching Voltage Drop And Power Losses With GIS In Middle Voltage Electric Distribution Network In Diyarbakır. *International Artificial Intelligence and Data Processing Symposium (IDAP)*, Malatya, Turkey, 21–22 September 2019. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/IDAP.2019.8875899>.

4. Pandey J.S., Bahadure S., Kanakgiri K., Singh N.M. Two-phase soft start control of three phase induction motor. *IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS)*, New Delhi, India, 04–06 March 2016. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICPES.2016.7584127>.

5. Справочник по преобразовательной технике. Под ред. Чиженка І.М. Киев: Техніка, 1978. 448 с.
6. Gan Wei, Ji Hongchao, Yang Xingwu. A three-phase PWM rectifier with reactive power compensation function. IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), Hong Kong, China, 07-10 December 2014. DOI: <http://doi.org/10.1109/APPEEC.2014.7066073>.
7. Бойко В.С., Шкардун О.В. Умови перезаряду конденсаторів комутуючої ланки трифазного мостового компенсаційного перетворювача. *Технічна електродинаміка*. 2023. № 3. С. 13–21. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.03.013>.
8. Бойко В.С., Шкардун О.В. Електромагнітні процеси у трифазному мостовому компенсаційному перетворювачі. *Технічна електродинаміка*. 2023. № 4. С. 26–36. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.04.026>.
9. Butkevych O., Chyzenko O., Popovych O., Trach I., Golovan I. A Study of Transitional Modes of the Electric Network with the Powerful Electromechanical Load and FACTS. Proc. 6th International Conference IEEE on Energy Smart Systems (ESS). Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 261–266. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764223>.
10. Буткевич О.Ф., Чиженко О.І., Попович О.М., Трач І.В. Вплив FACTS на режим електричної мережі за прямого пуску потужної асинхронної машини у складі комплексного навантаження. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 6. С. 62–68. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764223>.

CONDITIONALLY TWELVE-PHASE CONTROLLED COMPENSATION CONVERTER FOR FACILITATING DIRECT START FROM THE ELECTRICAL NETWORK IN SERIES OF FOUR 8 MW ASYNCHRONOUS MACHINES

O.I. Chyzenko, O.B. Rybina

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

Beresteiskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: alivchizh@ukr.net; rybina@i.ua.

The sequential direct start-up of four asynchronous machines (AM) with a capacity of 8 MW each from a 6 kV electrical network is considered. The start-up transient modes that arise in the network as a result of such an AM start-up are investigated, as well as the possible consequences for the network. To facilitate the direct start of AM with a capacity of 8 MW, it is proposed to use a conditional twelve-phase controlled compensating converter, which limits the amount of starting overcurrents in the network. References 10, figures 6.

Keywords: electric network, direct start of asynchronous machines, starting transient modes, starting overcurrents.

1. Krasnoshapka N.D., Pushkar M.V. Modes of Asynchronous Electric Drives Taking into Account the Resistance of the Line of the Power Supply System. *Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho instytutu*. 2022. No 1. Pp. 39–43. DOI: <https://doi.org/10.31649/1997-9266-2022-160-1-39-43>. (Ukr)
2. Bokovi Y., Salami A.A., Mawugno Kodjo K., Dotche K.A., Bedja K. Comparative Study of the Voltage Drops Estimation on Electrical Distribution grid: Case study of the Togolese Company of Electricity and Energy grid. *IEEE PES/IAS PowerAfrica*, Abuja, Nigeria, 20-23 August 2019. Pp. 255–260. DOI: <https://doi.org/10.1109/PowerAfrica.2019.8928838>.
3. Beyhan H., Yalçın M., Kocamaz A.F. Matching Voltage Drop And Power Losses With GIS In Middle Voltage Electric Distribution Network In Diyarbakır. *International Artificial Intelligence and Data Processing Symposium (IDAP)*, Malatya, Turkey, 21-22 September 2019. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/IDAP.2019.8875899>.
4. Pandey J.S., Bahadure S., Kanakgiri K., Singh N.M. Two-phase soft start control of three phase induction motor. IEEE 6th International Conference on Power Systems (ICPS), New Delhi, India, 04-06 March 2016. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICPS.2016.7584127>.
5. Handbook of Converter Technology. Edited by Chyzenka I.M. Kiev: Tekhnika, 1978. 448 p. (Rus)
6. Gan Wei, Ji Hongchao, Yang Xingwu. A three-phase PWM rectifier with reactive power compensation function. IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), Hong Kong, China, 07-10 December 2014. DOI: <http://doi.org/10.1109/APPEEC.2014.7066073>.
7. Boiko V.S., Shkardun O.V. Conditions for recharging the capacitors of the commutating link of the three-phase bridge compensation converter. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2023. No 3. Pp. 13–21. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.03.013>. (Ukr)
8. Boiko V.S., Shkardun O.V. Electromagnetic processes in a three-phase bridge compensation converter. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2023. No 4. Pp. 26–36. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.04.026>. (Ukr)
9. Butkevych O., Chyzenko O., Popovych O., Trach I., Golovan I. A Study of Transitional Modes of the Electric Network with the Powerful Electromechanical Load and FACTS. Proc. 6th International Conference IEEE on Energy Smart Systems (ESS). Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 261–266. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764223>.
10. Butkevych O.F., Chyzenko O.I., Popovych O.M., Trach I.V. An influence of the FACTS upon an electrical network's mode during direct start-up asynchronous machine in the complex load's composition. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2018. No 6. Pp. 62–68. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.06.062>. (Ukr)

Надійшла 20.05.2024

Остаточний варіант 24.06.2024

CONTROL OF A CAPACITOR EXCITED ISOLATED INDUCTION GENERATOR ASSISTED BY A MULTI-MODULAR POWER ELECTRONIC CONVERTERL.I. Mazurenko^{1*}, O.V. Dzhura^{1**}, M.O. Shykhnenko^{1***}, S.M. Korotin^{2****}¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine, Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.E-mail: 3662491@gmail.com.² Ivan Chernyakhovsky National Defense University of Ukraine, Povitrianykh Syl Ave., 28, Kyiv, 03049, Ukraine.

The principles of multi-level output voltage control of an autonomous power supply system implemented on the basis of a three-phase constant speed self-excited induction generator with a regulated source of reactive power connected to the stator terminals and containing both a multi-modular electronic power converter and excitation capacitors are proposed. To regulate the voltage of the specified system, a stator voltage oriented vector control algorithm has been developed. Using the developed dynamic simulation model, numerical investigations of electromechanical processes in the system supplying RL-load of the local consumers were carried out to verify the effectiveness of the proposed principles of voltage control and the proposed vector control algorithm of the generator. The main advantages of applying multi-module electronic power converters in autonomous power supply systems using a self-excited induction generator with a short circuited rotor winding and an electronic power converter connected to the stator terminals for reactive power control are noted. References 10, figures 3, table 1.

Keywords: multi-modular power converter, induction generator, multi-level voltage control.

Introduction. Most of the mini- and small hydropower plants (HPPs) built in Ukraine can operate only in grid-tide mode. During the construction of new and modernization of existing small-capacity HPPs, it is often required from the designer to provide the option of autonomous or backup power supply as needed, which is relevant in times of acute shortage of energy resources.

Asynchronous (induction) generators (IGs) with squirrel-cage rotor and wound rotor IGs are used in fixed speed and variable speed wind turbines, in small power (up to 10 MW) HPPs, in development of autonomous electric power sources supplying technological processes, such as welding, etc. [1-5].

Capacitor banks (CBs), synchronous compensators and voltage source (power electronic) converters (VSC, PEC) are used to compensate for the reactive power drawn by IGs. For small and mini hydroelectric power stations with available option of emergency power supply to temporarily de-energized consumers, the presence of CBs, in addition to compensating the reactive power of IGs, is needed to generate voltage waveform with distortion limits acceptable to consumers. The voltage distortion limits are highly affected by the operation of generator-side PECs used for active and reactive power control. In fixed-speed off-grid HPPs, the torque of the IG can be controlled by switched dump loads, if available, or by a VSC with a DC-side resistive dump load.

Currently there is a practice of developing various high power PECs according to a modular structure. This allows to design PECs of different power ratings using identical electronic components [6]. In such PECs, the number of operating modules is determined by the load, which allows them to be operated close to the nominal mode with high efficiency. The failure of a separate module does not lead to a stop in the operation of the entire PEC and due to this an increased operational reliability is achieved. And finally, the production of PECs using a modular structure makes it possible to abandon the parallel connection of power switches and thus escape the problem of uneven current distribution between paralleled elements. It is

© Mazurenko L.I., Dzhura O.V., Shykhnenko M.O., Korotin S.M., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-7059-249X>; ** <https://orcid.org/0000-0002-0224-3351>;

*** <https://orcid.org/0000-0003-4012-1731>; **** <https://orcid.org/0000-0003-2123-6103>

© Publisher Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2024



This is an Open Access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.en>

advisable to use this approach in the development of both CB and PEC-based combined systems for excitation (CSE) of IGs operating in autonomous low-power HPPs and hydro-wind power systems [7].

The aim of this work is to develop principles of multi-level output voltage control and a control algorithm for an autonomous power supply system implemented on the basis of a three-phase constant speed self-excited induction generator with a regulated source of reactive power connected to the stator terminals and containing both a multi-modular electronic power converter and excitation capacitors.

The schematic diagram of the autonomous power supply system considered in this article is shown on Fig. 1. The system is built using an IG driven by a regulated hydro turbine (HT), a CB of compensating capacitors and a multi-modular VSC developed with n parallel-operated modules VSC1...VSC n . The modules are implemented based on the schematics of autonomous voltage source inverter operated in current source inverter mode. The CB power rating is sufficient for the self-excitation of the generator. The system provides power to the local residential load and an auxiliary equipment of the HPP.

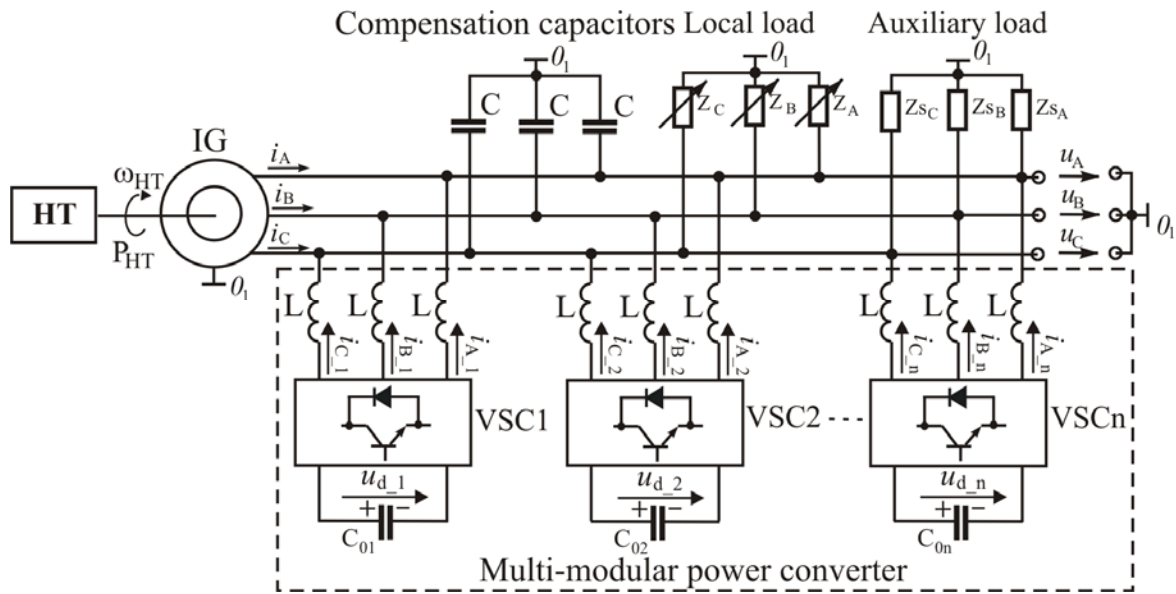


Fig. 1

The following principles of multi-level voltage control of an autonomous fixed speed IG with CSE and multi-modular VSC (Fig. 1) are proposed:

1. The CB power rating must be set to the value providing the IG no load voltage magnitude approximately equal to the voltage reference of the 1st VSC module (VSC1);
2. The first VSC module has the highest voltage reference and can both generate ("capacitor" mode) and consume ("inductance" mode) reactive power;
3. Other modules operate in reactive power generation mode, and their voltage references are decreased as their number increases;
4. Each subsequent module is connected when the previous one enters saturation (reaches its reactive power rating in generation mode) or the system voltage magnitude decreases lower than the voltage reference of this module by a certain value. The order of connection is sequential, in order of increasing module number;
5. Each module, except for the first one, is turned off if the system voltage magnitude increases higher than the voltage reference of this module by a certain value or if its reactive power value decreases to zero. The order of disconnection is sequential, in decreasing order of the module number.

To verify the proposed principles of multi-level voltage control of a self-excited IG, a dynamic simulation model of the Fig. 1 system with the number of VSC modules $n=2$ was developed. The asynchronous machine was simulated by the 4th order model [8]. The IG fixed speed operation was assumed. The VSC was modeled by idealized switches "transistor-reverse diode" with possibility of current conduction in both directions.

To control the RMS voltage value of the system, an IG stator voltage oriented hysteresis current vector control technique of the IG was developed. The technique provides simultaneous control of the IG

stator voltage and DC-side voltage magnitudes of the VSC modules (Fig. 2). The voltage oriented vector control technique has been used heretofore for a single-module converter control [9, 10].

The control signals of electronic switches for i -th VSC module are formed by hysteresis controllers as a result of subtraction the instantaneous actual currents $i_{A_i}, i_{B_i}, i_{C_i}$ and phase current references $i_{A_i}^*, i_{B_i}^*, i_{C_i}^*$ of this module. The voltage vector angle of the system is evaluated by the PLL (phase locked loop) block using instantaneous values of the system phase voltages u_A, u_B, u_C . The operation of each module, except the first one (VSC1), can be blocked if the value of the p.u. system voltage amplitude $u_{mp.u.}$ is higher than the value of the switching threshold of this module, which is equal to $u_{m-1}^* - (u_{m-1}^* - u_{m-n}^*)(i-1.5)/n$, where u_{m-1}^*, u_{m-n}^* are the AC system voltage reference amplitudes of the 1st and n th module, i – module number, n – total number of modules. Equations of AC and DC voltage controllers of the modules are of the following form:

$$i_{d_1u}^* = k_1 \tilde{u}_{m-1} + \int k_2 \tilde{u}_{m-1} dt; i_{d_1}^* = sat_{Id_1l} |^{Id_1h} (i_{d_1u}^*), \quad (1)$$

$$i_{q_iu}^* = -C_{0i} (k_3 \tilde{u}_{d_i} + \int k_4 \tilde{u}_{d_i} dt) / k_5; i_{q_i}^* = sat_{Iq_il} |^{Iq_ih} (i_{q_iu}^*), i=1 \dots n, \quad (2)$$

$$i_{d_iu}^* = k_1 \tilde{u}_{m-i} + \int k_2 \tilde{u}_{m-i} dt; i_{d_i}^* = sat_0 |^{Id_ih} (i_{d_iu}^*), i=2 \dots n, \quad (3)$$

where k_1, k_2, k_3, k_4, k_5 are constants; sat is a signal saturation function limiting input signal to lower and upper limit; Id_ih is the upper limit level of the AC voltage controller of the VSC $_i$ module; $Id_1l < 0$ is the lower limit level of the AC voltage controller of the VSC1 module; Iq_ih, Iq_il are the upper and lower limit level of the DC voltage controller of the VSC $_i$ module.

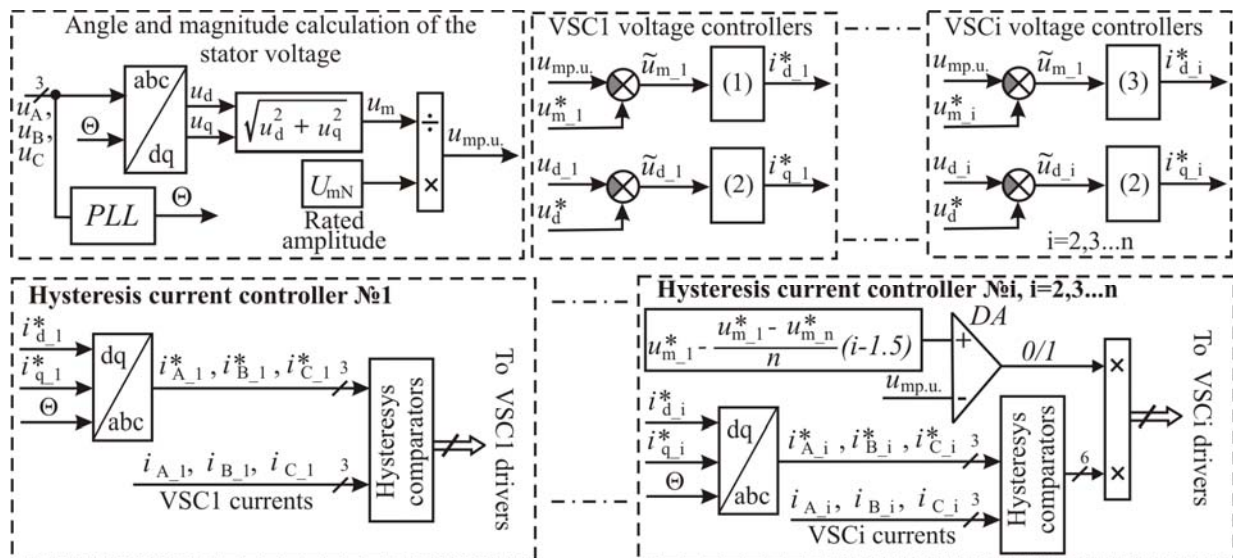


Fig. 2

The main specifications and parameters used in the simulation are as follows.

Induction generator. Pole pairs number – 2; rated power/voltage/frequency (connection): 275 kVA/400 V/50 Hz (Y connected); stator/rotor resistance: 0.016/0.015 p.u.; stator, rotor leakage inductance: 0.06 p.u.; inertia constant (combined IG and WT): 2 s; friction factor: 0 N·m·s/rad. The magnetization characteristic of the IG is given in the table below (397 A = 1 p.u. of phase current; 400 V=1 p.u. of line voltage).

Phase current [p.u.]	0.13	0.25	0.34	0.46	0.7	1.02	1.43	2.03	2.76
Line voltage [p.u.]	0.67	0.86	0.96	1.05	1.15	1.25	1.34	1.44	1.5

AC capacitors. Rated power/voltage (connection): 115 kBA/400B (Y_n connected).

Load. Power factor of the local (main) load: 0.707. Rated power/power factor of the HPP auxiliary load: 2.5 kBT/1.

PEC. Number of modules – 2. Inductance/resistance of inductors: 0.0004 H/0.024 Ω . Capacity of DC side capacitors: $C_{01}=C_{02}=10$ F. Parameters of controllers: $k_1=1156$, $k_2=52000$, $k_3=20$, $k_4=100$, $k_5=1.5$, $I_{d_1l}=-70$ A, $I_{d_1h}=70$ A, $I_{d_2h}=70$ A, $u_{m_1}^*=1.04$ p.u., $u_{m_2}^*=1$ p.u.

The electromechanical processes shown in Fig. 3 demonstrate the system's response to a step up power demand increase of the local (main) load.

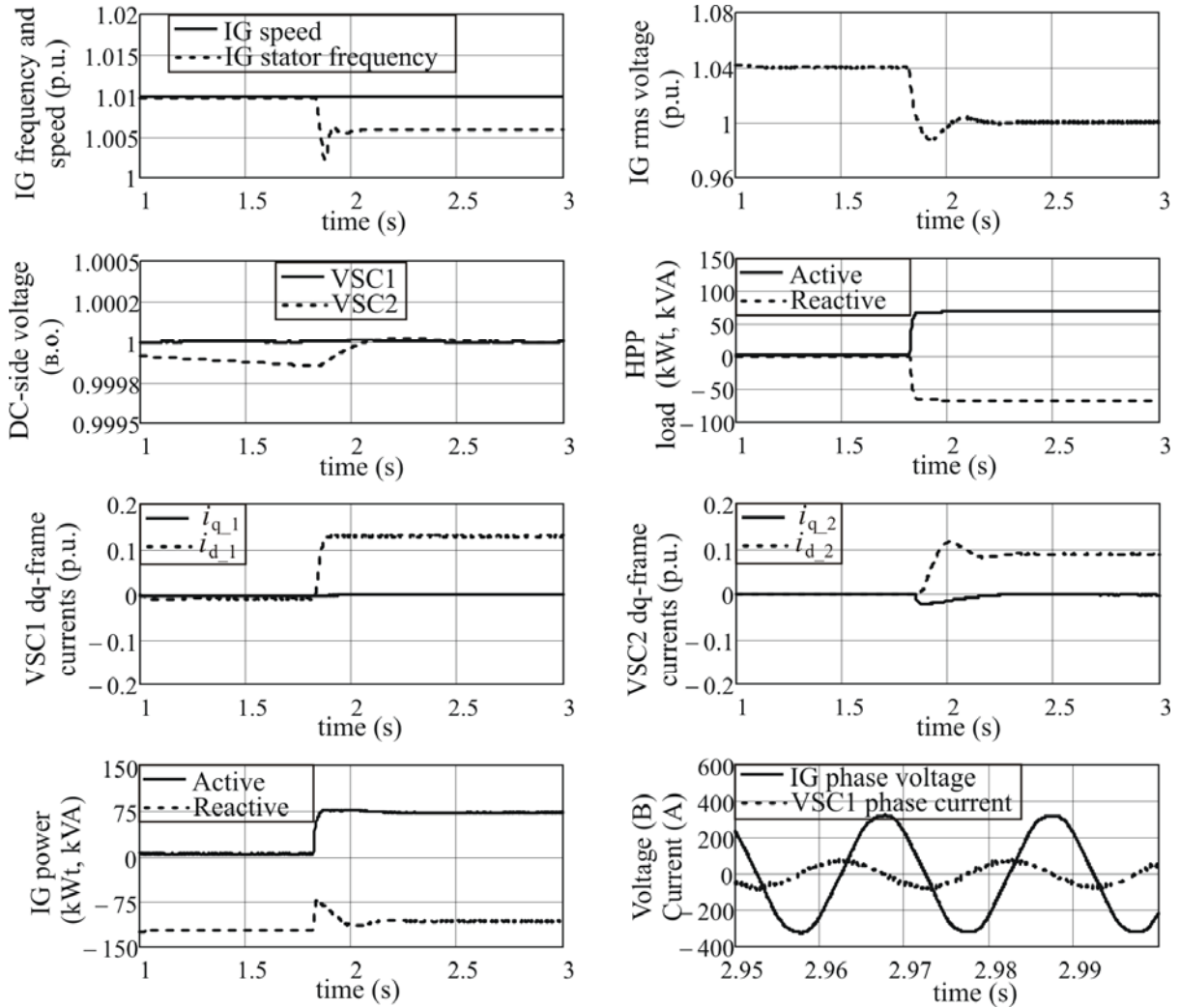


Fig. 3

Until the moment of time 1.82 s, the HPP supplied electric energy to the auxiliary load of 2.5 kW power rating, and total power of the main load was close to zero value. Accordingly, the value of the p.u. electrical frequency of the system was somewhat lower (by 0.03%) than the p.u. value of the IG rotor speed (1.01 p.u.). The value of the RMS voltage of the system was equal to $u_{m_1}^*=1.04$ p.u. with no steady state error observed. The operation of the VSC2 module was stopped due to the value of the current $i_{d_1}=-0.01$ p.u. being lower than the I_{d_1h} value. As the VSC2 switches were turned off, the VSC2 DC side voltage magnitude was a bit lower than the VSC1 DC side voltage magnitude.

At the time of 1.82 s, the active and reactive power consumption by the local (main) load was increased by 67.5 kW and 67.5 kVA, respectively. As a result, the IG active power value increased and a decrease in both the frequency and voltage magnitude of the system was observed. The i_{d_1} current component value reached the upper limit level of 0.129 p.u.=70 A, however, since the nominal value of the VSC1 reactive power was not enough to compensate for the reactive power demand of the load, the system

voltage fell below of the 1.02 p.u. value. This, in turn, caused the start of the operation of the second PEC module (VSC2). Upon the transient time due to the increase in the i_{d_2} current component to 0.09 p.u. value, the RMS voltage in the system settled at the 1 p.u. value, and the electric frequency – at the value of 1.0058 p.u. The VSC1 and VSC2 DC voltage magnitudes settled at the 1 p.u. value. On Fig. 3 oscillograms, 1 p.u. of speed = 157.08 rad/s; 1 p.u. of electrical frequency = 314.16 rad/s; 1 p.u. of the IG phase RMS voltage = $400/\sqrt{3}$ V; 1 p.u. of DC side voltage=770 V; 1 p.u. of the VSC1 and VSC2 current components=543 A.

It can be seen from the Fig. 3 that at the end of the simulation time, a 90° positive phase shift between the VSC1 phase current curve and the IG phase voltage curve is settled in agreement to the theory of electromechanical systems.

Conclusions. The results of numerical investigations confirmed the effectiveness of the proposed principles of multi-level voltage control of the autonomous power supply system developed using a three-phase fixed speed IG, a CB and a multi-modular VSC connected the IG stator winding. The proposed algorithm of stator voltage oriented hysteresis current vector control of IG connected to multi-modular VSC provides a multi-stage drooping external characteristic of IG with no static error within every load range with a fixed number of operating modules. The main advantages of using multi-modular VSCs and the proposed principles of multi-level voltage control of autonomous IG are as follows:

1. The possibility of using converters of standard power ratings;
2. Due to the different voltage references, there is no coupling (disrupting interactions) between voltage controllers of VSC modules and a highly effective generator voltage control is achieved;
3. Due to the variable number of functioning modules, their life time is extended.

Роботу виконано за держбюджетною темою "Розвиток теоретичних засад створення та розроблення засобів підвищення енергоефективності та надійності комбінованих систем електроживлення з різними типами генераторів при роботі в автономному режимі і на мережу» («Енергосист-3», державний реєстраційний номер 0121U100509, КПКБК 6541030).

1. Hernández-Mayoral E., Dueñas-Reyes E., Iracheta-Cortez R., Campos-Mercado E., Torres-García V., Uriza-Gosebruch R. Modeling and Validation of the Switching Techniques Applied to Back-to-Back Power Converter Connected to a DFIG-Based Wind Turbine for Harmonic Analysis. *Electronics*. 2021. Vol. 10(23). Article no 3046. Pp. 1-29. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics10233046>.
2. Shapoval I.A., Mykhalskyi V.M., Artemenko M.Y., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y. Compensation of Current Harmonics by Means of Grid-Side Converter in Doubly-Fed Induction Generator Based Wind Energy System. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 227-232. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764226>.
3. Goel P.K., Singh B., Murthy S.S., Kishore N. Isolated Wind-Hydro Hybrid System Using Cage Generators and Battery Storage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2011. Vol. 58. No 4. Pp. 1141-1153. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2037646>.
4. Shurub Y., Morozov-Leonov O. Determination of Admissible Power and Digital Filtering Algorithm Development of Discretely Regulated Autonomous Induction Generators. IEEE 4th KhPI Week on *Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 02-06 October 2023. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312955>.
5. Mazurenko L.I., Dzhura O.V., Romanenko V.I., Bilyk O.A. Numerical investigation of induction generators with two stator windings in welding complexes with pwm current regulators. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2012. No 3. Pp. 83-84. (Ukr)
6. Toledo S., Rivera M., Maqueda E., Ayala M., Pacher J., Romero C., Gregor R., Dragicevic T., Wheeler P. Multi-modular scalable DC-AC power converter for current injection to the grid based on predictive voltage control. IEEE 15th *Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Santos, Brazil, 01-04 December 2019. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065887>.
7. Mazurenko L.I., Dzhura O.V., Kotsiuruba A.V., Shykhnenko M.O. A Wind-Hydro Power System Using a Back-to-Back PWM Converter and Parallel Operated Induction Generators. *IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, Kremenchuk, Ukraine, 21-25 September 2020. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240777>.
8. Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. Wiley-IEEE Press, 2002. 632 p. DOI: <https://doi.org/10.1109/9780470544167>.
9. Juan Sun, Yongdong Li. Voltage-oriented vector control of induction motor: principle and performance improvement. Proceedings of the *Power Conversion Conference-Osaka 2002 (Cat. No.02TH8579)*, Osaka, Japan, 02-05 April 2002. Vol. 3. Pp. 1340-1345. DOI: <https://doi.org/10.1109/PCC.2002.998168>.

10. Shibani Prasad Mohapatra, Pradipta Kishore Dash. A novel control strategy of a variable-speed doubly-fed-induction-generator-based wind energy conversion system. *Clean Energy*. 2024. Vol. 8. Issue 1. Pp. 153-170. DOI: <https://doi.org/10.1093/ce/zkad074>.

УДК 621.313.332

КЕРУВАННЯ АВТОНОМНИМ АСИНХРОННИМ ГЕНЕРАТОРОМ З ВЕНТИЛЬНО-КОНДЕНСАТОРНОЮ СИСТЕМОЮ РЕГУЛЮВАННЯ РЕАКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ НА ОСНОВІ БАГАТОМОДУЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

Л.І. Мазуренко¹, докт. техн. наук, О.В. Джура¹, канд. техн. наук, М.О. Шихненко¹, канд. техн. наук, С.М. Коротін², канд. техн. наук

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

E-mail: 3662491@gmail.com.

² Національний університет оборони імені Івана Черняхівського, просп. Повітряних Сил, 28, Київ, 03049, Україна.

Запропоновано принципи багаторівневої стабілізації напруги автономної системи електроживлення, реалізованої на основі трифазного асинхронного генератора стабілізованої частоти обертання з вентиляно-конденсаторним регульованим джерелом реактивної потужності в колах статора, що містить багатомодульний вентиляльний перетворювач і батарею конденсаторів. Для регулювання напруги зазначеної системи розроблено алгоритм векторного керування по результуючому вектору напруги статора генератора. З використанням розробленої імітаційної динамічної моделі для верифікації ефективності запропонованих принципів стабілізації напруги та векторного алгоритму регулювання генератора проведено чисельні дослідження електромеханічних процесів в системі за активно-індуктивного характеру навантаження. Відзначено основні переваги застосування багатомодульних вентиляльних перетворювачів в автономних системах електроживлення побудованих на основі асинхронного генератора з к.з. ротором і вентиляно-конденсаторною системою регулювання реактивної потужності в колах статора. Бібл. 10, рис. 3, табл. 1.

Ключові слова: багатомодульний перетворювач, асинхронний генератор, багаторівнева стабілізація напруги.

1. Hernández-Mayoral E., Dueñas-Reyes E., Iracheta-Cortez R., Campos-Mercado E., Torres-García V., Uriza-Gosebruch R. Modeling and Validation of the Switching Techniques Applied to Back-to-Back Power Converter Connected to a DFIG-Based Wind Turbine for Harmonic Analysis. *Electronics*. 2021. Vol. 10(23). Article no 3046. Pp. 1-29. DOI: <https://doi.org/10.3390/electronics10233046>.
2. Shapoval I.A., Mykhalskyi V.M., Artemenko M.Y., Chopyk V.V., Polishchuk S.Y. Compensation of Current Harmonics by Means of Grid-Side Converter in Doubly-Fed Induction Generator Based Wind Energy System. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems (ESS)*, Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 227-232. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764226>.
3. Goel P.K., Singh B., Murthy S.S., Kishore N. Isolated Wind-Hydro Hybrid System Using Cage Generators and Battery Storage. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2011. Vol. 58. No 4. Pp. 1141-1153. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2037646>.
4. Shurub Y., Morozov-Leonov O. Determination of Admissible Power and Digital Filtering Algorithm Development of Discretely Regulated Autonomous Induction Generators. IEEE 4th KhPI Week on *Advanced Technology (KhPIWeek)*, Kharkiv, Ukraine, 02-06 October 2023. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312955>.
5. Мазуренко Л.І., Джура О.В., Романенко В.І., Білик О.А. Розрахункове дослідження асинхронних генераторів з двома статорними обмотками в складі зварювальних комплексів з широтно-імпульсними регуляторами струму. *Технічна електродинаміка*. 2012. № 3. С. 83-84.
6. Toledo S., Rivera M., Maqueda E., Ayala M., Pacher J., Romero C., Gregor R., Dragicevic T., Wheeler P. Multi-modular scalable DC-AC power converter for current injection to the grid based on predictive voltage control. IEEE 15th *Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, Santos, Brazil, 01-04 December 2019. Pp. 1-6. DOI: <https://doi.org/10.1109/COBEP/SPEC44138.2019.9065887>.
7. Mazurenko L.I., Dzhura O.V., Kotsiuruba A.V., Shykhnenko M.O. A Wind-Hydro Power System Using a Back-to-Back PWM Converter and Parallel Operated Induction Generators. *IEEE Problems of Automated Electrodrive. Theory and Practice (PAEP)*, Kremenchuk, Ukraine, 21-25 September 2020. Pp. 1-5. DOI: <https://doi.org/10.1109/PAEP49887.2020.9240777>.
8. Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. Wiley-IEEE Press, 2002. 632 p. DOI: <https://doi.org/10.1109/9780470544167>.
9. Juan Juan Sun, Yongdong Li. Voltage-oriented vector control of induction motor: principle and performance improvement. Proceedings of the *Power Conversion Conference-Osaka 2002 (Cat. No.02TH8579)*, Osaka, Japan, 02-05 April 2002. Vol. 3. Pp. 1340-1345. DOI: <https://doi.org/10.1109/PCC.2002.998168>.
10. Shibani Prasad Mohapatra, Pradipta Kishore Dash. A novel control strategy of a variable-speed doubly-fed-induction-generator-based wind energy conversion system. *Clean Energy*. 2024. Vol. 8. Issue 1. Pp. 153-170. DOI: <https://doi.org/10.1093/ce/zkad074>.

Надійшла 15.05.2024
Остаточний варіант 04.07.2024

EXPERIMENTAL RESEARCH OF THE MAGNETIZATION AND DEMAGNETIZATION PROCESSES OF THE VECTOR-CONTROLLED INDUCTION MOTOR

R. Leidhold^{1*}, D. Kaluhin^{1**}, O. Tolochko^{2***}

¹ Otto-von-Guericke-University Magdeburg, Institute for Electrical Energy Systems IESY-FEIT, University Str., 2, 39106 Magdeburg, Germany, e-mail: roberto.leidhold@ovgu.de; danylo.kaluhin@ovgu.de.

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

Experimental research of the processes of magnetization and demagnetization for the motionless vector-controlled induction motor was performed, according to a linear law with a variation in the duration of these processes. The methodology of research during which the orthogonal components of the stator and rotor currents were recorded in the rotor flux reference frame, the rotor flux module and the energy of the total losses in the stator and rotor copper is described. The main characteristics and parameters of laboratory equipment and facilities are given. From the point of view of minimizing copper losses, the existence of the optimal duration of the investigated transient processes has been experimentally proven. The results of experimental studies with high accuracy coincide with calculations based on previously obtained analytical dependencies, which confirms the admissibility of the assumptions made during theoretical studies. References 10, figures 7, tables 2.

Keywords: induction motor, magnetization, demagnetization, power losses, optimization, experiment.

Formulation of the problem. Reducing unproductive losses of electricity in electric drives due to the optimization of their control systems is an actual problem, which is discussed in many sources [1]. In vector control drives for induction motors (IM), the processes of controlling the motor's electromagnetic field and its movement coordinates (speed, position) are separated in time. In single-zone speed control and in position control, the rotor flux linkage is changed, as a rule, before the start of the motor movement and after it ends, that is, when the rotor is at standstill [1]. In some cases, the flux linkage of the rotor is also changed during the IM movement at low loads in order to increase the efficiency [1]. When implementing energy-efficient optimal control algorithms, power losses in steady-state modes are usually minimized [2–4]. In this case, losses due to magnetization and demagnetization of IM are not taken into account. Taking into account these losses in the optimization process, it is possible to achieve even better results in terms of energy saving by minimizing the energy losses during the change of the rotor flux, which is accompanied by current transients in both the stator and the rotor.

The scientific papers [5–9] present the research results of various searching [5] and analytical [7–10], structural [7–9] and parametric [7–10] methods of optimal control of the rotor flux of the IM rotor, based on loss models. The article [10] shows that the most rational, from the point of view of ease of implementation and minimization of total electricity losses during magnetization (*magnetization*) and demagnetization (*demagnetization*), is the linear law of changing the rotor flux as follows:

$$\Psi_{r\ lin}^{demag}(t) = \Psi_{r0} \left(1 - t / t_f\right), \quad \Psi_{r\ lin}^{mag}(t) = \Psi_{r0} t / t_f. \quad (1)$$

with slope

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = \pm \frac{\Psi_{r0}}{t_{f\ opt\ lin}}, \quad (2)$$

$$t_{f\ opt\ lin} = \sqrt{3} \cdot \lambda \tau_r, \quad (3)$$

© Leidhold R., Kaluhin D., Tolochko O., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0001-7810-3761>; ** <https://orcid.org/0000-0003-1293-4479>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-6871-0653>

© Publisher Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2024



This is an Open Access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.en>

where ψ_{r0} is a rotor flux in no-load mode; $\tau_r=L_r/R_r$ is a rotor time constant; $\lambda=\sqrt{(R_s+k_r^2R_r)/R_s}=\sqrt{1+k_r^2R_r/R_s}>1$; $k_r=L_m/L_r$ is a coefficient of magnetic coupling of the rotor; L_r, L_m are the rotor inductance and mutual inductance; R_r, R_s are the rotor and stator resistance, respectively; $t_f, t_{f\ opt\ lin}$ are the time of changing the rotor flux coupling from 0 to the no-load flux coupling and the optimal value of this parameter during magnetization and demagnetization of the motor according to the linear law.

The minimized losses are

$$\Delta W_{lin\ min}^{demag} = \Delta W_c (2\lambda / \sqrt{3} - 1), \quad \Delta W_{lin\ min}^{mag} = \Delta W_c (2\lambda / \sqrt{3} + 1), \quad \Delta W_c = \frac{3}{2} \cdot \frac{R_s \psi_{r0}^2 \tau_r}{L_m^2}. \quad (4)$$

If the rate of change of flux is not optimal, then the energy losses are determined by the formulas:

$$\Delta W_{lin}^{demag} = \Delta W_c \left(\frac{\lambda \tau_o}{t_f} - 1 + \frac{\lambda t_f}{3\tau_o} \right), \quad \Delta W_{lin}^{mag} = \Delta W_c \left(\frac{\lambda \tau_o}{t_f} + 1 + \frac{\lambda t_f}{3\tau_o} \right), \quad (5)$$

where $\tau_o = \lambda \tau_r$.

Formulas (3)–(5) were obtained analytically while neglecting some features of IM, for example, the phenomenon of steel saturation. Therefore, they should be tested experimentally.

The purpose of the work is an experimental confirmation of the theoretically determined fact that during magnetization and demagnetization of a vector-controlled induction motor according to a linear law by variation of the magnitude of the rotor flux linkage, it is possible to achieve minimization of the total losses in the copper of the stator and rotor, as well as a comparison of the optimal time of magnetization and demagnetization and minimized thermal losses, calculated according to analytical formulas, with the results of experimental studies.

Materials and research results. The experiment was performed in the electric drive laboratory of the Otto-von-Guericke-University Magdeburg at the rapid test station of the IM vector field-oriented control (FOC) system. Technical data and parameters of the investigated Siemens motor are given in the table 1 (parameters of induction motor Simens 1LE10011CB021AA4-Z).

Table 1

Technical data			Parameters		
Rated power	P_n	5.5 kW	Stator resistance	R_s	0.735 Ohm
Rated voltage (line-line)	U_{snlin}	380 V rms	Rotor resistance	R_r	0.42 Ohm
Rated stator current (operating)	I_{sn}	11.9 A rms	Leakage stator induction	$L_{s\sigma}$	0.0066 H
No-load current (operating)	I_{s0}	6 A rms	Leakage rotor inductance	$L_{r\sigma}$	0.0066
Nominal electromagnetic torque	T_n	35.87 Nm	Mutual inductance	L_m	0.118 H
Rated rotor speed	n_n	1465 rpm	Loss resistance in steel	R_{Fe}	340 Ohm
Rated rotor flux	ψ_{rn}	0.97 Wb	Inertia	J	0,0201 kg m ²

The same loading machine is installed on the same shaft as the machine under study. Both motors are powered by individual frequency converters embedded compatible with the control system in the digital processor EP1C12Q240I7N with Vector Linux 5.8 operating system and real-time extension: RTAI 3.4. Information is displayed on a regular monitor. Current and voltage sensors are included into the frequency converters. The inverters are based on 50 A 1200 V IGBT power modules, driven with space vector PWM, operating with a switching frequency of 5 kHz. The DC-Link is supplied with 560 V. The motors are equipped with 1XP8012-20 1024 encoders.

The general view of the experimental technological installation, the view of the digital processor and the visualization panel are shown in fig. 1, 2 and 3 respectively.

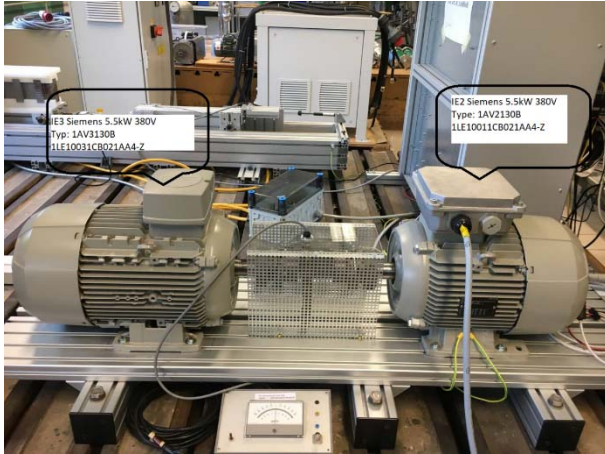


Fig. 1

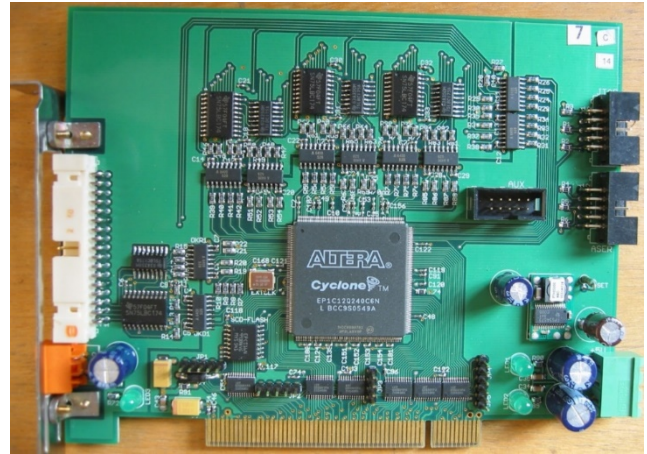


Fig. 2

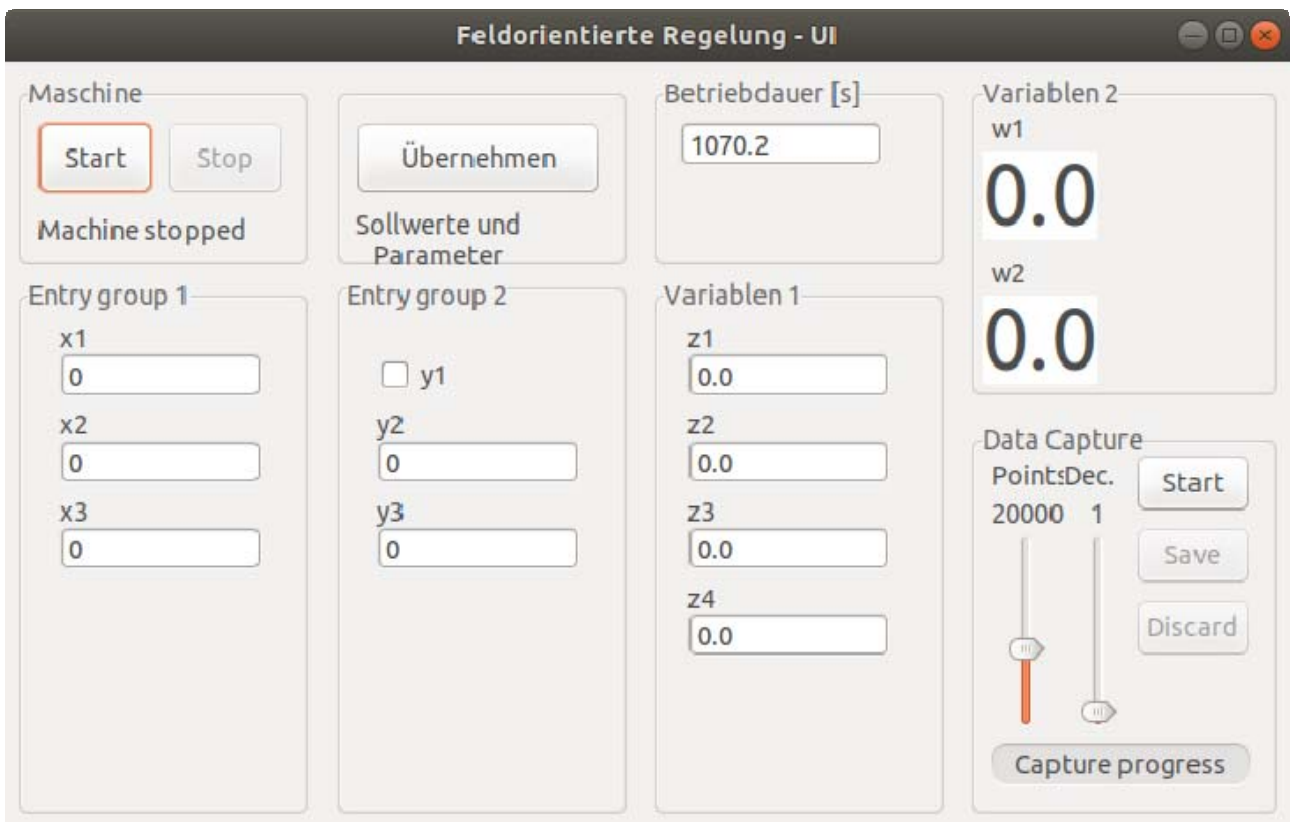


Fig. 3

Control of the flux coupling of the rotor is carried out indirectly by the PI controller of the flux-forming component of the stator current closed loop. Therefore, the structural diagram of such a control channel in the orthogonal rotational coordinate system $d-q$, oriented along the rotor flux coupling vector, looks like fig. 4.

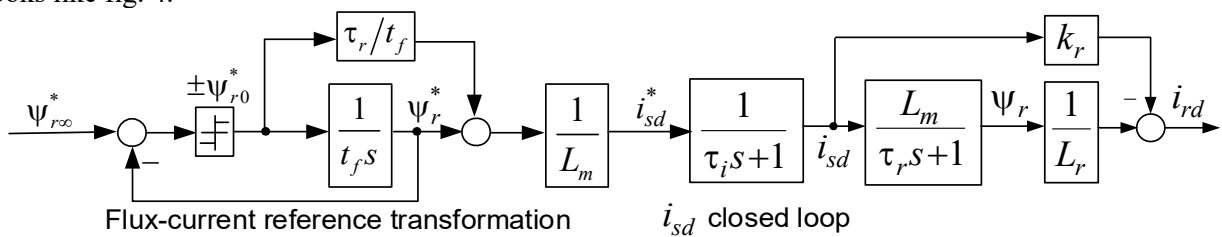


Fig. 4

Rotor reference ψ_r^* , formed on the flux-current rate transformation, and its transformation into a reference for the d -component of the stator current i_{sd}^* is carried out in accordance with the transfer function

$$\frac{i_{sd}^*(s)}{\psi_r^*(s)} = \frac{\tau_r s + 1}{L_m}. \quad (6)$$

The derivative of the flow coupling task is formed at the output of the integrator of the dispensing device. In the scheme of fig. 4, the following designations are used: d - component of the stator current under the condition of compensation of the internal feedbacks of the dq - model IM; $\psi_{r\infty}^*$ is a reference for a fixed value of the rotor flux coupling; i_{sd}, i_{rd} are the flux-forming components of the spatial vectors of the stator and rotor currents; ψ_r^*, i_{sd}^* are the reference signals for the rotor flux coupling and the flux-forming component of the stator current; τ_i is a integration time constant of the open current circuit. The time constant of the closed current circuit of the experimental setup is $\tau_i = 0.2 \text{ ms}$, which is significantly less than the time constant of the rotor $\tau_r = 0.3 \text{ s}$. Therefore, the functions and their derivatives are almost non-discontinuous.

For the investigated IM

$$L_r = L_m + L_{r\sigma} = 0,125 \text{ H}; \quad i_{sd0} = \sqrt{2}I_{sd0} = 8,49 \text{ A}; \quad \psi_{r0} = L_m i_{s0} = 1,0013 \text{ Vb}; \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r} = 0,3 \text{ s};$$

$$\Delta W_c = \frac{3}{2} R_s i_{sd0}^2 \tau_r = 23,55 \text{ J}; \quad k_r = \frac{L_m}{L_r} = 0,947; \quad \lambda = \sqrt{1 + \frac{k_r^2 R_r}{R_s}} = 1,23; \quad t_{f \text{ opt lin}} = \sqrt{3} \cdot \lambda \tau_r = 0.63 \text{ s};$$

$$\Delta W_{\text{lin min}}^{\text{demag}} = \Delta W_c (2\lambda / \sqrt{3} - 1) = 9,89 \text{ J}; \quad \Delta W_{\text{lin min}}^{\text{mag}} = \Delta W_c (2\lambda / \sqrt{3} + 1) = 56,99 \text{ J}.$$

In order to check the presence of an extremum and the correctness of formulas (3)–(5), we will gradually magnetize the stationary IM from 0 to ψ_{r0} and demagnetize it from ψ_{r0} to 0 according to the linear law for 3 time values of these processes: $t_f = [1, 0.5, 2] t_{f \text{ opt lin}} = [0.63, 0.315, 1.26] \text{ s}$. We will measure currents i_{sd}, i_{rd} . Based on this information, we will calculate the flux coupling of the rotor, assuming that the flux varies as linearly ratio with the current and calculate the energy losses for magnetization and demagnetization.

The graphs of the obtained transient processes are shown in fig. 5 ($t_f = t_{f \text{ lin opt}}$), 6 ($t_f = 0,5 t_{f \text{ lin opt}}$) and 7 ($t_f = 2 t_{f \text{ lin opt}}$).

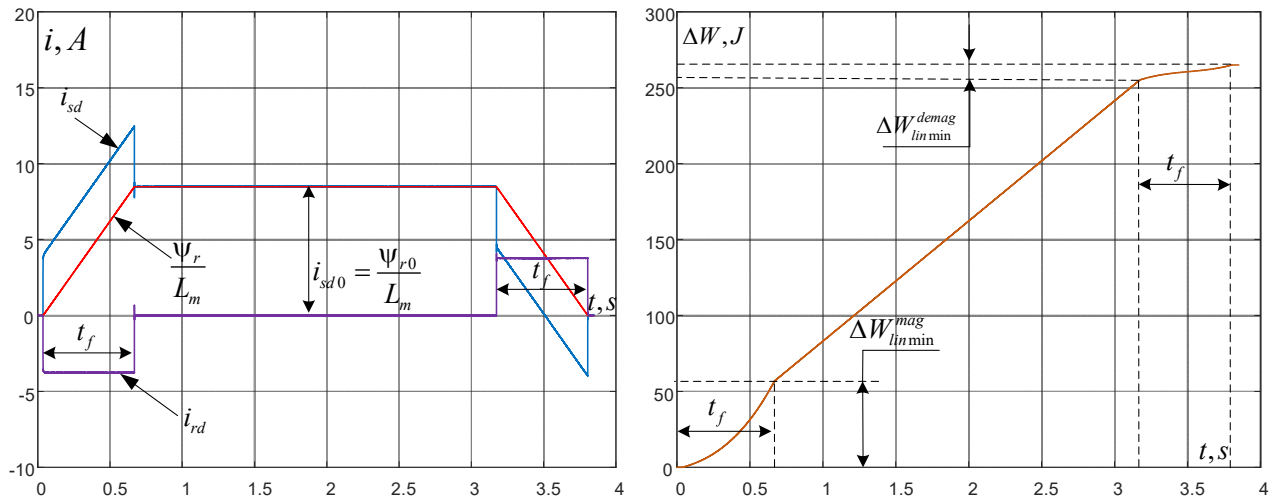


Fig. 5

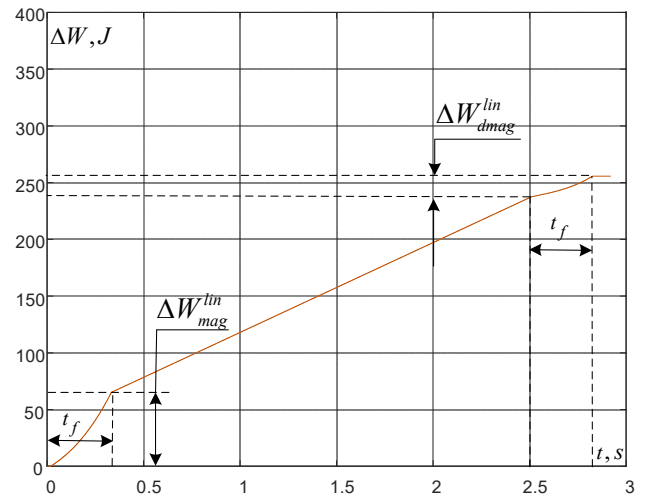
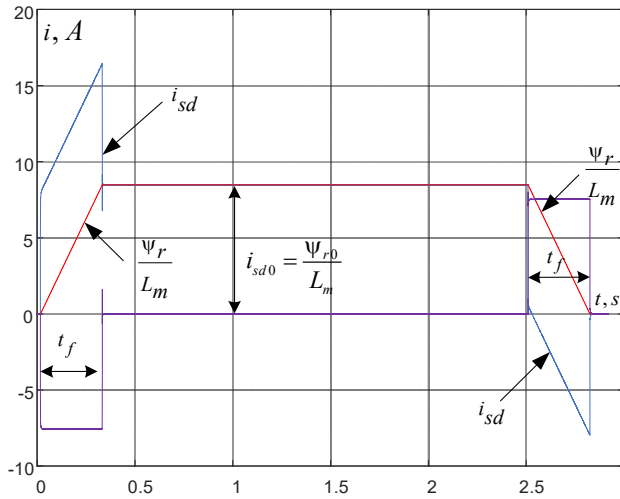


Fig. 6

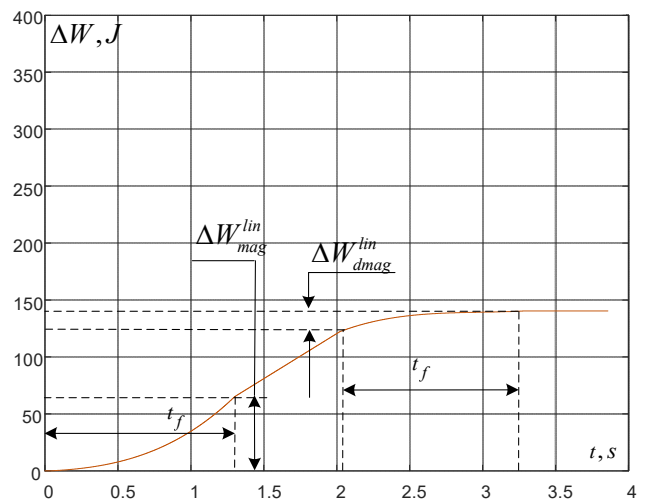
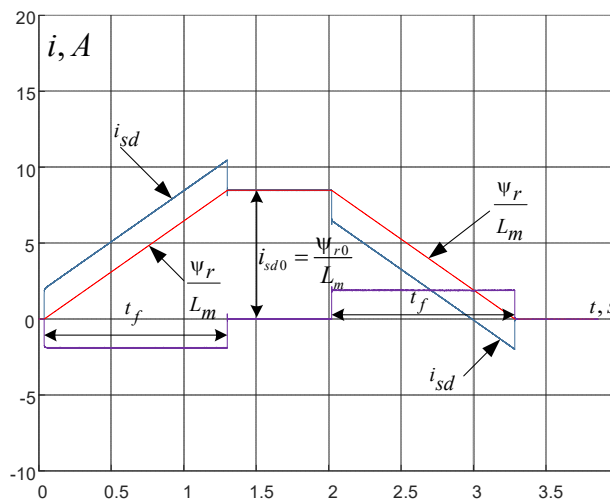


Fig. 7

The main numerical results of the experiment and calculations based on analytical expressions are summarized in the table 2 (results of comparison of mathematical modeling and experiment).

Table 2

Electricity losses in copper $\Delta W / \Delta W_c, J$		
Mode \ Research	Analytical	Experimental
$t_f = t_{f\ opt\ lin} = 0,63\ s$		
Demagnetization	9,92	9,92
Magnetization	57,19	57,19
Total (mag.+demag)	67,11	67,11
$t_f = t_{f\ opt\ lin} / 2 = 0,3\ s$		
Demagnetization	18,31	18,32
Magnetization	65,57	65,56
Total (mag.+demag)	83,88	83,88
$t_f = 2t_{f\ opt\ lin} = 1,22\ s$		
Demagnetization	18,31	18,31
Magnetization	65,57	65,57
Total (mag.+demag)	83,88	83,88

the experiment is 0.1 %.

Therefore, the assumptions made when deriving the formulas for calculating the optimal and current indicators of transient processes during demagnetization and magnetization of IM according to the linear law, practically do not affect the accuracy of numerical calculations.

From the examination and comparison of these graphs, it follows that indeed the smallest heat losses of electric power due to magnetization and demagnetization of the motor are observed at linear change of rotor flux coupling from 0 to idling flux coupling in the forward and reverse directions in a time of 0,63 s. Both a decrease and an increase in the rate of change of the rotor flux coupling lead to an increase in losses. It is characteristic that both the increase and decrease of the parameter t_f in the same number of times relatively $t_{f\ opt\ lin}$ give the same result in terms of increased losses in copper.

The difference between the values of losses obtained in the calculation according to the formulas derived in [8] and the same values obtained as a result of

Conclusions. The result of experimental research of the magnetization and demagnetization processes of a motionless vector-controlled induction motor were performed using indirect control of the rotor flux according to the linear law. As a result of research, the possibility of minimizing losses in copper by change the magnitude of rotor flux and analytically obtained formulas for determining the optimal time of magnetization and demagnetization for IM has had approbation. Consequently, the experimental result minimization of energy losses in copper and calculation by formulas have been confirmed. The high accuracy of the coincidence of the results of analytical and experimental results indicates that the factors not taken into account during the performance of analytical studies (for example, the effect of magnetization of steel) are really not significant and practically do not affect the energy indicators.

1. Diachenko G.G., Aziukovskiy O.O. Review of methods for energy-efficiency improvement in induction machines. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2020. No 1. Pp. 80-88. DOI: <https://doi.org/10.33271/nvngu/2020-1/080>.
2. Borisevich A. Numerical method for power losses minimization of vector-controlled induction motor. *International Journal of Power Electronics and Drive System*. 2015. Vol. 6. No 3. Pp. 486-497. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v6.i3.pp486-497>.
3. Seena T., Rinu A.K. Efficiency optimization with improved transient performance of indirect vector-controlled induction motor drive. *International Journal of advanced research in electrical, electronics and instrumentation engineering*. 2013. Vol. 2. Pp. 374-385.
4. Blanuša B.D., Dokic B.L., Vukosavic S.N. Efficiency optimized control of high performance induction motor drive. *Electronics*. 2009. Vol. 13. No 2. Pp. 8-13.
5. Braslavsky I.A., Kostylev A.V., Stepaniuk D.P. Optimization of Starting Process of the Frequency Controlled Induction Motor. 13th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC. Poznan, Poland, 01–03 September 2008. Pp. 1050-1053. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPEPEMC.2008.4635406>.
6. Tolochko O.I., Rozkaryaka P.I., Chekavskii G.S., Kuzhel A.K. Control of induction motor magnetization and demagnetization processes in field-oriented control systems. *Elektromekhanichni ta enerhozberihaiuchi systemy*. 2011. Vol. 3(15). Pp. 79-82. (Rus).
7. Volkov V.A. Optimization of magnetization and demagnetization modes in frequency-controlled induction motor. *Elektrotehnika and enerhetika. Naukovi pratsi Donetskoho natsionalnoho tekhnichnoho universytetu*. 2013. Vol. 2. Pp. 59-66. (Rus).
8. Tolochko O., Sopiha M. Heat loss minimization field control of motionless induction motors in pause of intermittent duty. IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON). Kyiv, Ukraine, 29 May – 02 June 2017. Pp. 442-447. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100525>.
9. Volkov V.A. Optimization of magnetization and demagnetization times of a stopped frequency-controlled induction motor. *Elektrotehnika i elektroenerhetika*. 2018. No 4. Pp. 17-29. DOI: <https://doi.org/10.15588/1607-6761-2018-4-2>. (Rus).
10. Tolochko O.I., Kaluhin D.V. Optimization of magnetization and demagnetization processes of the vector-controlled asynchronous motor. *Tekhnichna Electrodynamic*. 2020. No 4. Pp. 41-45. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.04.041>. (Ukr).

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОЦЕСІВ НАМАГНІЧУВАННЯ ТА РОЗМАГНІЧУВАННЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА З ВЕКТОРНИМ КЕРУВАННЯМ

R. Leidhold¹, Д.В. Калугін¹, О.І. Толочко²

¹ Otto-von-Guericke-University Magdeburg, Institute for Electrical Energy Systems IESY-FEIT, University Str., 2, 39106 Magdeburg, Germany, e-mail: roberto.leidhold@ovgu.de; danylo.kaluhin@ovgu.de.

² НТУ України «КПІ ім. І. Сікорського»,

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

e-mail: tolochko.ola@gmail.com.

Проведено експериментальне дослідження процесів намагнічування та розмагнічування нерухомого асинхронного двигуна з векторним керуванням за лінійним законом зі зміною тривалості цих процесів. Описано методику дослідження, під час якої фіксувалися ортогональні складові струмів статора та ротора в системі відліку потоку ротора, модуль потоку ротора та енергія повних втрат у міді статора та ротора. Наведено основні характеристики та параметри лабораторного обладнання. З точки зору мінімізації втрат міді експериментально доведено існування оптимальної тривалості досліджуваних перехідних процесів. Результати експериментальних досліджень з високою точністю збігаються з розрахунками на основі раніше отриманих аналітичних залежностей, що підтверджує допустимість зроблених припущень під час теоретичних досліджень. Бібл. 10, рис. 7, табл. 2.

Ключові слова: асинхронний двигун, намагнічування, розмагнічування, втрати потужності, оптимізація, експеримент.

Надійшла 30.04.2024
Остаточний варіант 13.06.2024

УНІВЕРСАЛЬНА МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ АВТОНОМНОГО АСИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА З КОНДЕНСАТОРНИМ САМОЗБУДЖЕННЯМ

О.П. Гоголюк*, докт. техн. наук, П.Ф. Гоголюк**, канд. техн. наук
Національний університет Львівська політехніка,
вул. Ст. Бандери, 12, Львів, 79013, Україна,
e-mail: oksana.p.hoholyuk@lpnu.ua; petro.f.hoholiuk@lpnu.ua.

Запропоновано універсальну математичну модель автономного асинхронного генератора з конденсаторним самозбудженням у загальмованих фазних координатах з урахуванням електромагнітних зв'язків між обвитками фаз статора і ротора, насичення головного магнітного кола, втрат активної потужності в елементах магнітопроводу. Модель надає можливість аналізу усталених періодичних режимів і перехідних електромагнітних та електромеханічних процесів у автономних електропостачальних системах з довільними схемами вмикання її елементів і асинхронних генераторів. Модель забезпечує можливість урахування залишкового намагнічення магнітопроводу асинхронного генератора та зміни швидкості ротора на перебіг процесу самозбудження асинхронного генератора з уземленою нейтраллю статорної обвитки та несиметричним навантаженням. Бібл. 10, рис. 2.

Ключові слова: автономний асинхронний генератор, конденсаторне самозбудження, математична модель.

Вступ. Сучасні технології дають можливість споживачам електроенергії використовувати автономні генератори, які можуть конкурувати з централізованим виробництвом електроенергії. Такі джерела електроенергії, об'єднані в інтелектуальні мікромережі, є основою технологій розподіленого виробництва, що активно впроваджуються в даний час. За допомогою засобів розподіленого виробництва електроенергії можуть ефективно вирішуватися питання надійності електропостачання та екологічні проблеми шляхом використання нетрадиційних поновлюваних джерел енергії [1, 2].

З погляду специфічних особливостей функціонування автономних мікромереж порівняно з традиційними електропостачальними системами такі мікромережі мають низку особливостей, що впливають на їхні статичні характеристики та динамічні перехідні процеси, які необхідно враховувати під час їхнього проектування й експлуатації. Це зумовлено швидкими змінами напруги та частоти під час вмикання та перемикання електроприймачів, вмикання на паралельну роботу генераторів та коротких замиканнях. Співмірна потужність приводних двигунів генераторних агрегатів та динамічного навантаження асинхронних електродвигунів і швидкодія їхніх автоматичних систем керування суттєво ускладнюють динаміку електромагнітних та електромеханічних перехідних процесів у таких системах [3]. У малопотужних автономних електропостачальних системах (ЕПС) застосовують асинхронні генератори (АГ) з конденсаторним самозбудженням без зв'язків з іншими джерелами стабільної напруги [1–5].

Математичні моделі асинхронного генератора найчастіше формуються для асинхронної машини зі сполученням обмоток статора зіркою з ізольованою нейтраллю в ортогональних нерухомих α, β чи обертових d, q ортогональних координатах [1–4] або в фазних координатах [5, 7–9] з наближеним урахуванням нелінійності веберамперної характеристики головного магнітного кола. Недоліком цих моделей є складність адекватного врахування впливу насичення головного магнітного кола, його залишкового намагнічення та втрат активної потужності в магнітопроводі АГ на параметри координат його усталених режимів, електромагнітних і електромеханічних перехідних процесів у автономній ЕПС.

Мета роботи полягає у створенні універсальної математичної моделі асинхронного генератора з конденсаторним самозбудженням, що забезпечується урахуванням схемних режимних і параметричних особливостей генератора й елементів ЕПС, і спрямована на застосування в системах

© Гоголюк О.П., Гоголюк П.Ф., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0003-2146-4667>; ** <https://orcid.org/0000-0003-0002-4638>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

комп'ютерної математики та програмних комплексів аналізу перехідних електромагнітних і електромеханічних процесів електротехнічних систем.

Математична модель асинхронного генератора. Математичну модель асинхронного генератора формуємо в нерухомих фазних координатах статора та загальмованих координатах ротора як проекції просторових векторів фазних напруг, струмів, потокозчеплень і намагнічувальних сил на фазні вісі та втрат активної потужності в магнітопроводі на підставі підходу до створення математичної моделі асинхронного двигуна, які вказано в працях [6–9].

Диференційні рівняння електромагнітного стану АГ запишемо шляхом розділення магнітних потоків на потік головного магнітного кола і потоки розсіювання обвиток, що в свою чергу розділені на власний і взаємий міжфазний. Такий підхід забезпечує формування математичної моделі АГ у фазних фізичних координатах для обвитки статора, спрощує урахування залишкового намагнічення магнітопроводу, що необхідно для дослідження процесу самозбудження, й адекватно враховує вплив струмів нульової послідовності на параметри координат режимів і процесів автономної ЕПС за необхідності уземлення нейтралі асинхронного генератора.

Диференційні рівняння електричних кіл АГ зі сполучення обвитки статора зіркою з уземленням нейтралі пропонуються формувати в такому вигляді

$$u_{sa} = R_{sa} i_{sa} + L_{\sigma sa} di_{sa} / dt + M_{\sigma ba} di_{sb} / dt + M_{\sigma ca} di_{sc} / dt + d\phi_{\delta a} / dt, \quad (1)$$

$$u_{sb} = R_{sb} i_{sb} + L_{\sigma sb} di_{sb} / dt + M_{\sigma ab} di_{sa} / dt + M_{\sigma cb} di_{sc} / dt + d\phi_{\delta b} / dt, \quad (2)$$

$$u_{sc} = R_{sc} i_{sc} + L_{\sigma sc} di_{sc} / dt + M_{\sigma ca} di_{sa} / dt + M_{\sigma bc} di_{sb} / dt + d\phi_{\delta c} / dt, \quad (3)$$

де u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} – фазні напруги обвиток статора; i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} – фазні струми обвиток статора; $\phi_{\delta a}, \phi_{\delta b}, \phi_{\delta c}$ – фазні робочі потокозчеплення обвиток статора від основного магнітного потоку повітряного проміжку; $R_{sa}, R_{sb}, R_{sc}, L_{\sigma sa}, L_{\sigma sb}, L_{\sigma sc}$ – резистанси й індуктивності розсіювання обвиток фаз статора.

Диференційні рівняння ротора з короткозамкненою обвиткою формуються в такому вигляді

$$0 = R_r i_{ra} + L_{\sigma r} di_{ra} / dt + d\phi_{\delta a} / dt + (L_{\sigma r} (i_{rb} - i_{rc}) + \phi_{\delta b} - \phi_{\delta c}) \omega_r / \sqrt{3}, \quad (4)$$

$$0 = R_r i_{rb} + L_{\sigma r} di_{rb} / dt + d\phi_{\delta b} / dt + (L_{\sigma r} (i_{rc} - i_{ra}) + \phi_{\delta c} - \phi_{\delta a}) \omega_r / \sqrt{3}, \quad (5)$$

$$0 = R_r i_{rc} + L_{\sigma r} di_{rc} / dt + d\phi_{\delta c} / dt + (L_{\sigma r} (i_{ra} - i_{rb}) + \phi_{\delta a} - \phi_{\delta b}) \omega_r / \sqrt{3}, \quad (6)$$

де i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} – зведені до обвитки статора фазні струми ротора; ω_r – зведена до полюсної ділянки статора кутова швидкість обертання ротора; $R_r, L_{\sigma r}$ – зведені до обвитки статора еквівалентні резистанси й індуктивності розсіювання фаз обвитки ротора.

Втрати активної потужності в магнітопроводі враховуються введенням у заступну схему електричних кіл АГ додаткового контуру з резистором, кількісне значення якого відобразатиме ці втрати за аналогією з урахуванням втрат в стрижнях магнітопроводу трансформатора [10].

Записані на підставі другого закону Кірхгофа для електричного контуру з резистивним опором і закону Ампера (повного струму) для магнітних кіл АГ диференційні рівняння для визначення робочого потокозчеплення мають вигляд

$$\frac{d\phi_{\delta a}}{dt} = R_{st}(\phi_{\delta}) \left(i_{sa} + i_{ra} - \frac{2 i_m(\phi_{\delta})}{3 \phi_{\delta}} \phi_{\delta a} \right), \quad (7)$$

$$\frac{d\phi_{\delta b}}{dt} = R_{st}(\phi_{\delta}) \left(i_{sb} + i_{rb} - \frac{2 i_m(\phi_{\delta})}{3 \phi_{\delta}} \phi_{\delta b} \right), \quad (8)$$

$$\frac{d\phi_{\delta c}}{dt} = R_{st}(\phi_{\delta}) \left(i_{sc} + i_{rc} - \frac{2 i_m(\phi_{\delta})}{3 \phi_{\delta}} \phi_{\delta c} \right), \quad (9)$$

де $R_{st}(\phi_{\delta})$ – резистивний опір, який враховує втрати активної потужності в магнітопроводі статора АГ від гістерезису й обертового магнітного поля; $i_m(\lambda_{\delta})$ – модуль зображального вектора струму

намагнічення, який визначається з веберамперної характеристики головного магнітного кола АГ;
 $\lambda_{\delta} = \sqrt{2(\lambda_{\delta a}^2 + \lambda_{\delta b}^2 + \lambda_{\delta c}^2)}/3$ – модуль зображального вектора робочого потокозчеплення.

Рівняння механічного руху ротора АГ має вигляд

$$Jp_0^{-1}d\omega_r / dt = M_g(\omega_r) - M_{em}, \quad (10)$$

де p_0 , J – відповідно кількість пар полюсів і момент інерції ротора АГ з приводним механізмом;
 $M_{em} = -p_0(\phi_{\delta a}(i_{sb} - i_{sc}) + \phi_{\delta b}(i_{sc} - i_{sa}) + \phi_{\delta c}(i_{sa} - i_{sb}))/\sqrt{3}$ – електромагнітний момент АГ; $M_g(\omega_r)$ – механічний момент приводного механізму.

Для формування цифрових моделей, орієнтованих на застосування систем комп'ютерної математики, рівняння електромагнітного й електромеханічного стану АГ запишемо в матрично-векторній формі в такому вигляді

$$\begin{pmatrix} \mathbf{L}_{\sigma s} & \mathbf{0} & \mathbf{1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{L}_{\sigma r} & \mathbf{1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{1} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} d\mathbf{i}_s/dt \\ d\mathbf{i}_r/dt \\ d\boldsymbol{\psi}_{\delta}/dt \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{u}_s \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \mathbf{R}_s & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{R}_r & \mathbf{0} \\ \mathbf{R}_{st}(\phi_{\delta}) & \mathbf{R}_{st}(\phi_{\delta}) & -R_m^c(\phi_{\delta})\mathbf{R}_{st}(\phi_{\delta}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_s \\ \mathbf{i}_r \\ \boldsymbol{\psi}_{\delta} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{E}_r \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}, \quad (11)$$

$$M_{em} = \frac{1}{\sqrt{3}} p_0 \boldsymbol{\psi}_{\delta} \mathbf{A} \mathbf{i}_s, \quad (12)$$

де $\boldsymbol{\psi}_{\delta} = (\phi_{\delta a}, \phi_{\delta b}, \phi_{\delta c})_t$ – вектор робочих потокозчеплень фаз; $\mathbf{E}_r = \omega_r/\sqrt{3} \cdot \mathbf{A}(L_{\sigma r}\mathbf{i}_r + \boldsymbol{\psi}_{\delta})$ – вектор електрорушійних сил обертання ротора; $\mathbf{L}_{\sigma r}$ – діагональна матриця індуктивностей розсіювання обвиток фаз ротора; $\mathbf{L}_{\sigma s}$ – квадратна матриця власних фазних і взаємних міжфазних індуктивностей розсіювання обвиток статора, яка має вигляд

$$\mathbf{L}_{\sigma s} = \begin{pmatrix} L_{\sigma sa} & M_{\sigma ba} & M_{\sigma ca} \\ M_{\sigma ab} & L_{\sigma sb} & M_{\sigma cb} \\ M_{\sigma ac} & M_{\sigma bc} & L_{\sigma sc} \end{pmatrix},$$

де $\mathbf{L}_{\sigma r} = \text{diag}(L_{\sigma r}, L_{\sigma r}, L_{\sigma r})$ – діагональна матриця індуктивностей розсіювання обвиток фаз ротора;
 $R_m^c(\phi_{\delta}) = 2/3 i_m(\phi_{\delta})/\phi_{\delta}$ – статичний магнітний опір головного магнітного кола;
 $\mathbf{R}_{st}(\phi_{\delta}) = \text{diag}(R_{sta}(\phi_{\delta}), R_{stb}(\phi_{\delta}), R_{stc}(\phi_{\delta}))$ – діагональна матриця резисторів, що враховують втрати активної потужності в магнітопроводі АГ; \mathbf{A} – допоміжна матриця коефіцієнтів, яка має вигляд

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 \end{pmatrix}.$$

Сформована система диференціальних рівнянь електромагнітного стану забезпечує безпроблемне врахування залишкового магнітного потоку, струмів у обвитках і напруг на ємностях.

Матриця Якобі диференціальних рівнянь стану ЕПС АГ (11), (12) є несиметричною. Це зумовлює складнощі створення алгоритму автоматичного формування цифрових моделей ЕПС з асинхронним генератором.

На підставі діакоптики диференціальних рівнянь стану АГ, яка ґрунтується на припущенні сталості колової швидкості обертання ротора на кроці інтегрування, електрорушійні сили обертання ротора в цифровій моделі ЕПС доцільно формувати у вигляді керованих напруг, що залежать від струмів ротора та робочих потокозчеплень головного магнітного кола згідно з рівняннями (4) – (6). Керовані напруги реалізуються у вигляді спеціальних функцій з використанням взаємних зв'язків між вітками заступних схем електричних і магнітних кіл статора та ротора електричної машини [7–9].

Для автоматичного формування цифрових моделей ЕПС з АГ топологічними методами [7, 8] необхідно створити заступну схему АГ, придатну для формування цифрової моделі у контурних координатах. Створену на підставі рівнянь (1) – (12) електромагнітного й електромеханічного стану АГ його заступну схему наведено на рис. 1.

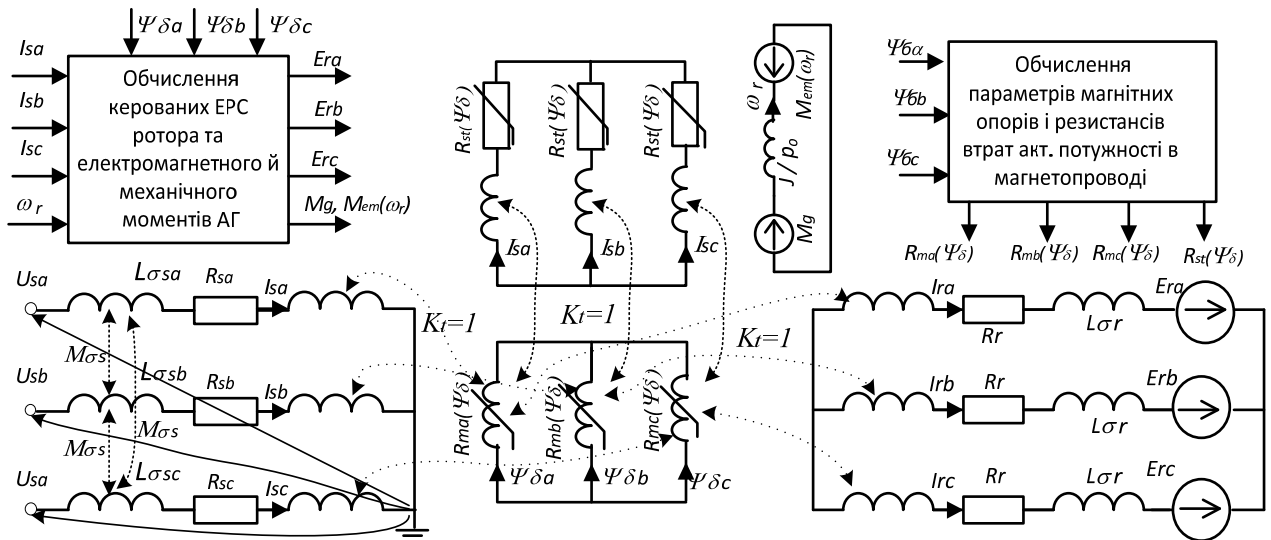


Рис. 1

На рис. 1 величина $K_t=1$ відповідає взаємному індуктивному зв'язку між електричними і магнітними колами АГ (за фізичним змістом він є аналогією коефіцієнту трансформації трансформатора з однаковою кількістю витків обмоток). Керувані ЕРС обертання ротора є членами рівнянь його стану (4) – (6) та мають такий вигляд: $E_{ra} = (L_{\sigma r}(i_{rb} - i_{rc}) + \phi_{\delta b} - \phi_{\delta c})\omega_r / \sqrt{3}$, $E_{rb} = (L_{\sigma r}(i_{rc} - i_{ra}) + \phi_{\delta c} - \phi_{\delta a})\omega_r / \sqrt{3}$, $E_{rc} = (L_{\sigma r}(i_{ra} - i_{rb}) + \phi_{\delta a} - \phi_{\delta b})\omega_r / \sqrt{3}$.

Тестування математичної моделі здійснено для асинхронної машини 4A180M1 з такими параметрами: $U_n=380$ В, $P_n=30$ кВт, $\cos\varphi=0,91$, $f=50$ Гц, $p_o=1$, $s_n=0,02$, $J=0,34$ кГм², $L_{\sigma s}=0,002$ Гн, $M_{\sigma s}=0,0009$ Гн, $R_s=0,16$ Ом, $L_{\sigma r}=0,0016$ Гн, $R_r=0,078$ Ом.

Веберамперна характеристика головного магнітного кола АГ апроксимована поліномом $i_m(\phi_\delta) = 17,42\phi_\delta + 1,8\phi_\delta^5 + 0,74\phi_\delta^9$, на підставі якої отримано характеристику статичного магнітного опору у вигляді $R_m^c(\phi_\delta) = 17,42 + 9\phi_\delta^4 + 6,7\phi_\delta^8$. Залишкове потокозчеплення головного магнітного кола: $\phi_{\delta a}(0) = 0,2$ Вб, $\phi_{\delta b}(0) = \phi_{\delta c}(0) = -0,1$ Вб.

Характеристика $R_{st}(\phi_\delta)$ опору, який враховує втрати активної потужності в магнітопроводі, прийнято квадратичною, отже цей опір можна прийняти сталим. Для досліджуваного АГ значення цих опорів $R_{sta}(\phi_{\delta a}) = R_{stb}(\phi_{\delta b}) = R_{stc}(\phi_{\delta c}) = 300$ Ом.

Резистивні опори навантаження, сполучені зіркою з уземленою нейтраллю, прийнято такими: $R_{na} = R_{nb} = R_{nc} = 4,4$ Ом. Для компенсації реактивної потужності задля створення магнітного поля АГ вибрано конденсаторну батарею зі сполученням конденсаторів фаз трикутником з ємністю $C=3*80$ мкФ.

На рис. 2 наведено осцилограми координат процесу запуску АГ з конденсаторним самозбудженням, що здійснювалося в два етапи: плавний розгін ротора генератора без навантаження до колової швидкості обертання ротора $\omega_r = 314,16$ рад/с, що відповідає частоті 50 Гц. У момент досягнення фазною напругою статора номінального значення 220 В здійснюється вмикання навантаження. На рис. 2 у вікнах а і б наведено криві зміни фазної напруги u_{sa} і робочого потокозчеплення $\phi_{\delta a}$, а у вікнах в і г – струму статора i_{sa} та зведеного до обмотки статора струму ротора i_{ra} .

Під час вмикання навантаження має місце провал напруги АГ з наступним її збільшенням до номінального значення (рис. 2, а). Дослідження на створеній математичній моделі АГ показали, що задля забезпечення стандартних показників якості напруги в автономній ЕПС тільки з АГ необхідна швидкодійна динамічна компенсація реактивної потужності.

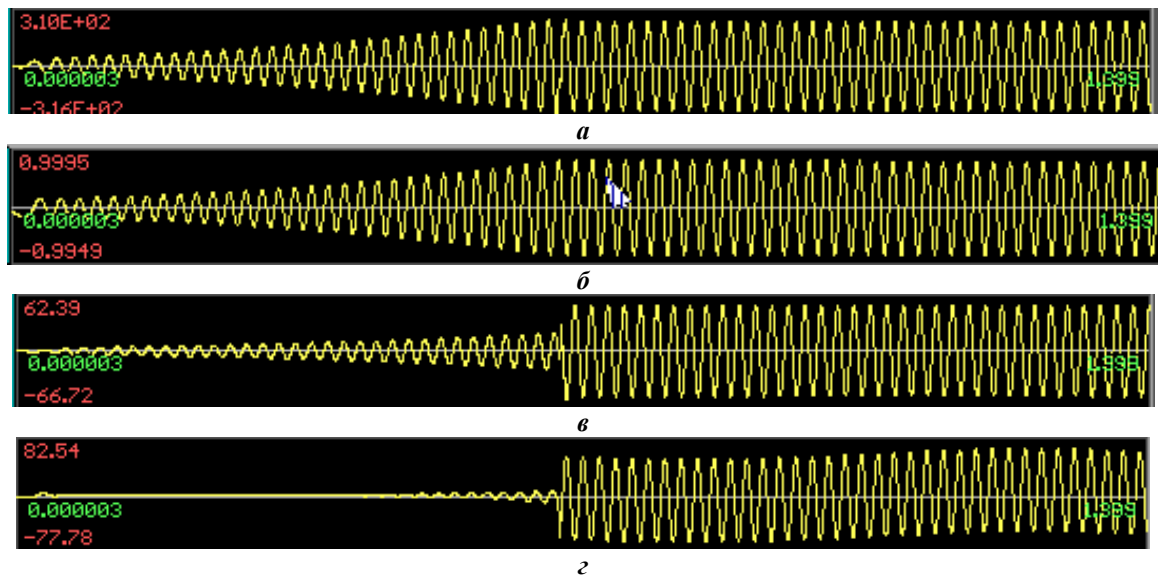


Рис. 2

Висновки. Створено універсальну математичну модель автономного асинхронного генератора з конденсаторним самозбудженням у фазних загальмованих координатах з урахуванням електромагнітних зв'язків між обвитками фаз статора і ротора та насичення головного магнітного кола й втрат активної потужності в елементах магнітопроводу. Модель забезпечує можливість аналізу усталених періодичних режимів, електромагнітних і електромеханічних перехідних процесів у автономних електропостачальних системах з довільними схемами вмикання елементів ЕПС та асинхронних генераторів з урахуванням схемних, режимних і параметричних особливостей їхніх елементів. Модель забезпечує можливість урахування залишкового намагнічення магнітопроводу асинхронного генератора на перебіг процесу самозбудження асинхронного генератора з уземленою нейтраллю статорної обвитки і несиметричним навантаженням.

1. Макаревич С.С. Математична модель автономного електромеханічного комплексу з компенсованими асинхронними машинами. *Енергетика і електрифікація*. 2009. № 2. С. 17–22.
2. Мазуренко Л.И., Лесник В.А., Джура А.В., Дынник Л.Н. Моделирование и анализ трехфазного асинхронного генератора с вентильно-емкостным возбуждением и амплитудно-фазовым регулированием реактивного тока. *Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ*. Ч. 1. 2006. Вип.3/2006 (38). С. 116–119.
3. Вишнеvский Л.В., Муха Н.И., Дао Минь Куан. Управление напряжением автономных асинхронных генераторных установок. Одесса: НУ ОМА, 2016. 196 с.
4. Redouane Hachelaf, Djilali Kouchih, Mohamed Tadjine, Mohamed Seghir Boucherit. Analysis of magnetic saturation effects in the squirrel cage induction generators. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*. 2024. Vol. 15. No 2. Pp. 744–752. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v15.i2.pp744-752>.
5. Ibrahim Athamnah, Yaser Anagreh, Aysha Anagreh. Optimization algorithms for steady state analysis of self excited induction generator. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*. 2023. Vol. 13. No 6. Pp. 6047– 6057. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijece.v13i6.p.6047-6057>.
6. Родькін Д.Й., Ченчевой В.В. Характеристики і режими асинхронного генератора при глибокому насиченні сталі. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. 2014. № 15 (91). С. 271–276.
7. Gogolyuk P., Grechyn T., Ravlyk A., Grinberg I. Mathematical modeling and simulation of transients in power distribution systems with valve devices and dynamic loading. *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Toronto, ON, Canada, 13-17 July 2003. Pp. 1580–1585. DOI: <https://doi.org/10.1109/PES.2003.1267391>.
8. Gogolyuk P., Zhovnir Y., Grinberg I. Mathematical modeling of electric power distribution systems for electrical drives of oil wells displacement pump. *IEEE Power Engineering Society Transmission and Distribution Conference and Exhibition*, Dallas, TX, USA, 21-24 May 2006. Pp. 197–201. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDC.2006.1668482>.
9. Gogolyuk P.F., Hoholyuk O.P., Kutsyk T.A. Universal mathematical model of asynchronous machine as an element microgrid in smart grid. *Mathematical Modeling and Computing*. 2021. Vol. 8. No 3. Pp. 444–453. DOI: <https://doi.org/10.23939/mmc2021.03.444>.
10. Hoholyuk O., Gogolyuk P., Balatska L. Improved mathematical model for analysis of low-frequency

electromagnetic processes in transformers. Proceedings of IEEE International Conference on *Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*, (Online Conference), Poland, 16-19 September 2020. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEE50798.2020.9238693>.

UNIVERSAL MATHEMATICAL MODEL OF AN AUTONOMOUS ASYNCHRONOUS GENERATOR WITH CAPACITOR SELF-EXCITATION

O.P. Hoholyuk, P.F. Gogolyuk
Lviv Polytechnic National University,
St. Bandera str., 12, Lviv, 79013, Ukraine,
e-mail: oksana.p.hoholyuk@lpnu.ua ; petro.f.hoholiuk@lpnu.ua.

A universal mathematical model of an autonomous asynchronous generator with capacitor self-excitation in retarded phase coordinates is proposed, taking into account the electromagnetic connections between the windings of the stator and rotor phases, saturation of the main magnetic circuit, and active power losses in the magnetic circuit elements. The model provides an opportunity to analyze stable periodic modes and transient electromagnetic and electromechanical processes in autonomous power supply systems with arbitrary switching schemes of its elements and asynchronous generators. The model provides the possibility of taking into account the residual magnetization of the magnetic circuit of an asynchronous generator and the change in rotor speed during the course of the self-excitation process of an asynchronous generator with a grounded neutral of the stator winding and an asymmetric load. References 10, figures 2.

Keywords: autonomous asynchronous generator, capacitor self-excitation, mathematical model.

1. Makarevych S.S. Mathematical model of an autonomous electromechanical complex with compensated asynchronous machines. *Enerhetyka ta elektryfikatsiia*. 2009. No 2. Pp. 17–22. (Ukr)
2. Mazurenko L.Y., Lesnyk V.A., Jura A.V., Dynnyk L.N. Modeling and analysis of a three-phase asynchronous generator with valve-capacitance excitation and amplitude-phase regulation of the reactive current. *Visnyk Kremenchytskoho derzhavnoho politekhnichnogo universytetu*. Part 1. 2006. Vyp. 3/2006 (38). Pp. 116–119. (Rus).
3. Vishnevsky L.V., Mukha N.I., Dao Minh Kuan. Voltage control of autonomous asynchronous generator sets. Odessa: NU OMA, 2016. 196 p. (Rus)
4. Redouane Hachelaf, Djilali Kouchih, Mohamed Tadjine, Mohamed Seghir Boucherit. Analysis of magnetic saturation effects in the squirrel cage induction generators. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*. 2024. Vol. 15. No 2. Pp. 744–752. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijpeds.v15.i2.pp744-752>.
5. Ibrahim Athamnah, Yaser Anagreh, Aysha Anagreh. Optimization algorithms for steady state analysis of self excited induction generator. *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*. 2023. Vol. 13. No 6. Pp. 6047–6057. DOI: <https://doi.org/10.11591/ijece.v13i6.Pp.6047-6057>.
6. Rodkin D.Y., Chenchevoi V.V. Characteristics and modes of an asynchronous generator at deep saturation of steel. *Elektrotekhnichni ta kompiuterni systemy*. 2014. No 15 (91). Pp. 271–276. (Ukr)
7. Gogolyuk P., Grechyn T., Ravlyk A., Grinberg I. Mathematical modeling and simulation of transients in power distribution systems with valve devices and dynamic loading. *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Toronto, ON, Canada, 13-17 July 2003. Pp. 1580–1585. DOI: <https://doi.org/10.1109/PES.2003.1267391>.
8. Gogolyuk P., Zhovnir Y., Grinberg I. Mathematical modeling of electric power distribution systems for electrical drives of oil wells displacement pump. *IEEE Power Engineering Society Transmission and Distribution Conference and Exhibition*, Dallas, TX, USA, 21-24 May 2006. Pp. 197–201. DOI: <https://doi.org/10.1109/TDC.2006.1668482>.
9. Gogolyuk P.F., Hoholyuk O.P., Kutsyk T.A. Universal mathematical model of asynchronous machine as an element microgrid in smart grid. *Mathematical Modeling and Computing*. 2021. Vol. 8. No 3. Pp. 444–453. DOI: <https://doi.org/10.23939/mmc2021.03.444>.
10. Hoholyuk O., Gogolyuk P., Balatska L. Improved mathematical model for analysis of low-frequency electromagnetic processes in transformers. Proceedings of IEEE International Conference on *Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*, (Online Conference), Poland, 16-19 September 2020. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/CPEE50798.2020.9238693>.

Надійшла 16.05.2024
Остаточний варіант 04.07.2024

COMPUTER MODELING OF TRANSIENT ELECTROMECHANICAL PROCESSES IN A WIND POWER PLANT WITH A MAGNETIC GEARBOX

V.V. Grebenikov^{1*}, O.D. Podoltsev^{1**}, R.V. Gamaliia^{1***}, A.A. Tazhibaev^{2****}, N.N. Arynov²,
O.A. Sakhno^{3*****}

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteyskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine, e-mail: podoltsev.alexander@gmail.com.

² "UMAY R&D" LLP,
Kabanbay Batyr Ave., 53/11, Astana, Z05H0P9, Republic of Kazakhstan.

³ "ENERGY AUTOMATION" LLC,
60/31 Nemorovich-Danchenko Str., Zaporizhzhya, 69091, Ukraine.

In this work, a computer Simulink model of a wind power plant has been developed, which uses a magnetic gearbox instead of a mechanical gearbox and also contains a synchronous permanent magnet generator. A separate Simulink model of a magnetic gearbox built on the basis of a modulated magnetic field in the air gap was developed, which allows to study the stability of its operation both in steady-state and transient modes. Calculations of various dynamic modes of the wind power plant's operation were carried out, based on the developed model, such as the starting mode, an instantaneous increase in the wind speed acting on the wind turbine, and an increase in the load of the electric generator. According to the results of the calculations, it is shown that in transient modes, when short-term overloads occur, both rotors of the magnetic gearbox can fall out of synchronous motion for a certain period of time and then, depending on the parameters of the gearbox (as well as its other elements), the electromechanical system either reaches a certain operating steady-state mode or loses the ability to transfer mechanical power from the wind turbine to the generator. It has been shown that the use of a more powerful magnetic gearbox, with an increased value of the maximum magnetic torque, allows of a more overload-resistant operation of both: a gearbox and the wind plant as a whole. References 9, figures 10.

Keywords: wind power plant, magnetic gearbox, permanent magnet generator, computer modeling, plant operation modes, stability of magnetic gearbox.

1. Introduction. Nowadays, the use of renewable energy sources is becoming more widespread due to the increasing obstacles to the use of energy obtained from the combustion of natural substances. The use of wind energy is a solution that helps to generate electricity in a rational way [1]. Any wind power plant consists of two parts: mechanical and electrical; the mechanical part includes a wind turbine and a mechanical gearbox, and an electric generator with a semiconductor converter and a load make up the electrical part. As is known [2], the presence of a mechanical gearbox containing the contacting surfaces of two rotors rotating at different angular speeds significantly complicates the maintenance of such systems and prompts the search for other alternative circuit solutions for the structure of modern wind power plants.

Over the past decades, experts in the field of electrical machines have paid much attention to the creation and research of magnetic gearboxes (MG) [3, 4]. The peculiarity of their design is the absence of contacting surfaces, and the transmission of mechanical power between two rotors is carried out due to the contactless interaction between permanent magnets. At present, the best design is considered to be the MG design with a modulated magnetic field in the air gap, which was proposed in [5]. To determine the possibility of using such MG in wind power plants, it is necessary to conduct preliminary researches of the operation of such systems both in steady-state and transient modes. It should be noted that although electromechanical processes directly in the MG have been considered in many works, for example, [6, 7], the dynamic processes in the MG which is as an element of a complex electromechanical system - a wind power plants - have not been sufficiently researched.

© Grebenikov V.V., Podoltsev O.D., Gamaliia R.V., Tazhibaev A.A., Arynov N.N., Sakhno O.A., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-1114-1218>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9029-9397>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-5729-7891>; **** <https://orcid.org/0009-0004-4395-3722>;

***** <https://orcid.org/0000-0002-3283-3731>

© Publisher Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2024



This is an Open Access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.en>

Considering the above, the purpose of this work is to develop a computer model and research the related mechanical and electrical dynamic processes in the main elements of a wind power plant, which uses a magnetic gearbox instead of a mechanical gearbox.

2. Computer model of the wind power plant. Fig. 1 shows the structure of a wind power plant containing a wind turbine with a shaft connected to a low-speed rotor (*LS*) of a magnetic gearbox, a permanent magnet synchronous generator connected to a high-speed rotor (*HS*) of a magnetic gearbox. The generator winding is connected to a rectifier with an active load. The developed Simulink model of such an installation corresponding to the above structure is shown in Fig. 2. Further, we present the mathematical models and show the internal structures of the main blocks of this model.

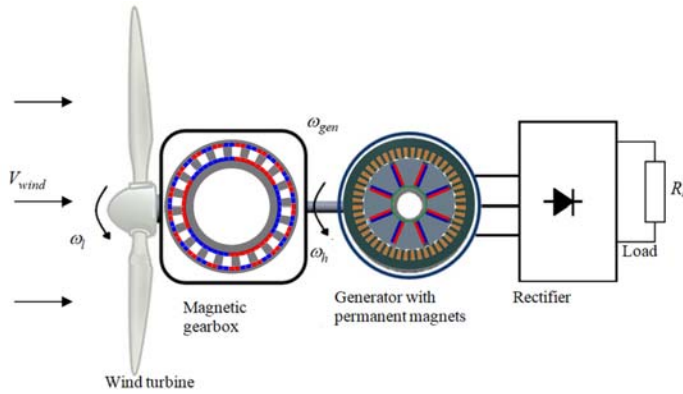


Fig. 1

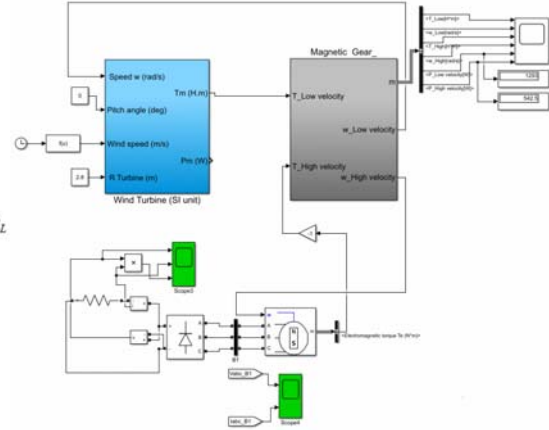


Fig. 2

2.1. Wind turbine. The mechanical power and mechanical torque of a wind turbine are calculated based on the following expressions [1]:

$$P_{turbina} = C_p(\lambda, \beta) 0,5 \rho A V_{wind}^3, \quad T_{turbina} = P_{turbina} / \omega_{turbina}, \quad (1), (2)$$

where ρ is an air density; $A = \pi R^2$ (R is a outer turbine radius); $\omega_{turbina}$ is angular speed of the turbine shaft, dimensionless coefficient C_p calculated as

$$C_p(\lambda, \beta) = C_1(C_2 / \lambda_i - C_3 \beta - C_4) e^{-C_5 / \lambda_i} + C_6 \lambda, \quad \lambda_i = \left(\frac{1}{\lambda + 0,08 \beta} \cdot \frac{0,035}{\beta^2 + 1} \right)^{-1},$$

where $\lambda = \omega_{turbina} R / V_{wind}$; β is an angle of the turbine blades, degrees.

The results of calculating the mechanical torque of the turbine according to expression (2) as a function of the angular speed of the turbine $\omega_{turbina}$ at different wind speeds V_{wind} and at $\beta=0$ $R=2,8$ m, which corresponds to a nominal power of the turbine of -10 kW, are shown in Fig. 3.

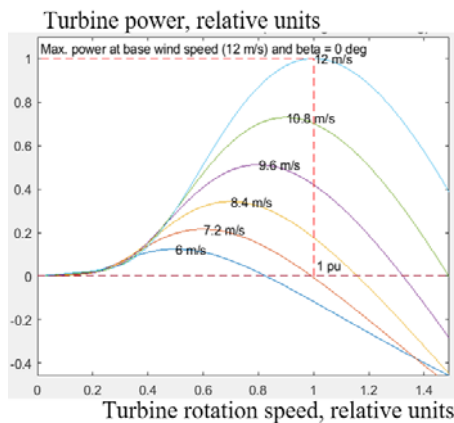


Fig. 3

This figure shows that for each value V_{wind} there is an optimal value $\omega_{turbina}$, when the mechanical power of the turbine reaches the maximum value $P_{turbina}^{max}$.

On the basis of expressions (1), (2), a *Simulink block* was developed, shown in Fig. 2 in blue, which allows the input values located on the block on the left to calculate the output values – $T_{turbina}, P_{turbina}$, located on the right. This block is further used as an element of the integrated model of the entire wind turbine.

2.2. Magnetic gearbox. The schematic structure of the magnetic gearbox is shown in Fig. 4 and consists of a low-speed rotor 1 connected to the wind turbine shaft, a high-speed rotor 2 connected to the electric generator shaft, and a magnetic flux modulator 3. The rotors of the magnetic gearbox are equipped with permanent magnets 4. The mathematical model describing the dynamics of the rotational motion of the magnetic gearbox rotors is as follows [8]:

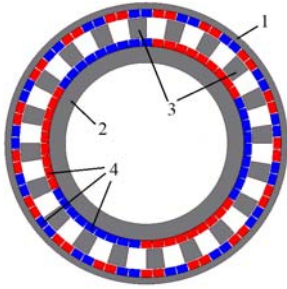


Fig. 4

$$\begin{aligned}
 J_l \frac{d\omega_l}{dt} + k_l \omega_l &= T_{turbine} - T_{max} \sin(p_l \theta_l - p_h \theta_h), \\
 J_h \frac{d\omega_h}{dt} + k_h \omega_h &= \frac{T_{max}}{G} \sin(p_l \theta_l - p_h \theta_h) - T_{gen}, \\
 \frac{d\theta_l}{dt} &= \omega_l, \quad \frac{d\theta_h}{dt} = \omega_h,
 \end{aligned} \tag{3}$$

where $J_{l,h}$ is the moment of inertia of the LR (denoted by the index l is a low speed) and HR (denoted by the index h is a high speed); $\omega_{l,h}$, $\theta_{l,h}$ are the angular speed and angular position of both shafts; $p_{l,h}$ is a number of pairs of poles; $k_{l,h}$ is a coefficient of viscous friction; T_{max} is a maximum value of the magnetic torque acting on the LR; $G = p_l / p_h$ is a reduction ratio of the magnetic gearbox.

The developed *Simulink model* of the magnetic gearbox that implements the system of equations (3)

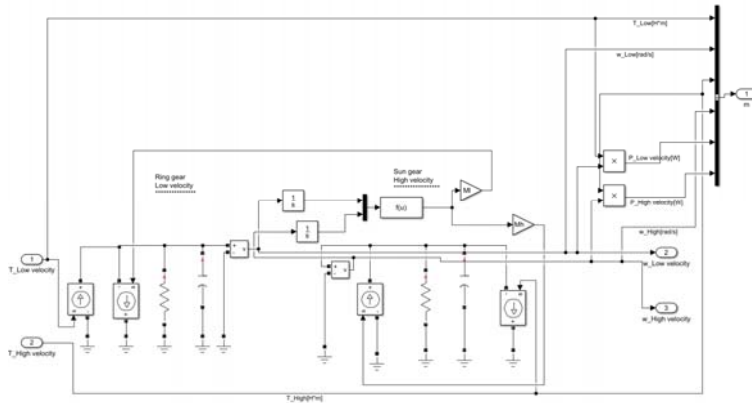


Fig. 5

is shown in Fig. 5. This model is constructed as an equivalent mechanical circuit consisting of a circle for the R and a mechanical circuit for the HR, which are interconnected by an information signal corresponding to the expression $\sin(p_l \theta_l - p_h \theta_h)$ in the mathematical model (3) and depends on the instantaneous position of both rotors. Two torques are used here as input values – $T_{turbine}, T_{gen}$ and the angular rotation speeds $\omega_{l,h}$ of both rotors are used as output values.

2.3. Model of an electric generator and rectifier.

The basic model from the *Simscape library* of a permanent magnet synchronous generator and a model of a rectifier, built on the basis of the *Universal bridge* block, were used in this work (Fig. 2). In the design and calculation of the permanent magnet electric generator (Fig. 6), the stator of a mass-produced AIR132MB8 induction motor was used, the main technical characteristics of which are as follows: rated power $P_r = 5.5$ kW, rated voltage when the stator windings are connected in a "star/delta" $U_r = 380/220$ V, rated current $I_r = 8/14$ A, rated speed $n = 710$ rpm, efficiency = 78.5%. The stator has the following dimensions: outer diameter $D_a = 225$ mm, inner stator diameter $D_i = 158$ mm, number of slots $Z_p = 48$; height of slots $h_s = 17.6$ mm, length of the active part of the core $l_{Fe} = 160$ mm. The air gap between the stator and rotor is equal to $\delta = 1.5$ mm. The rotor with permanent magnets has an outer diameter equal to $D_{ra} = 155$ mm, in which 8 permanent magnets of size

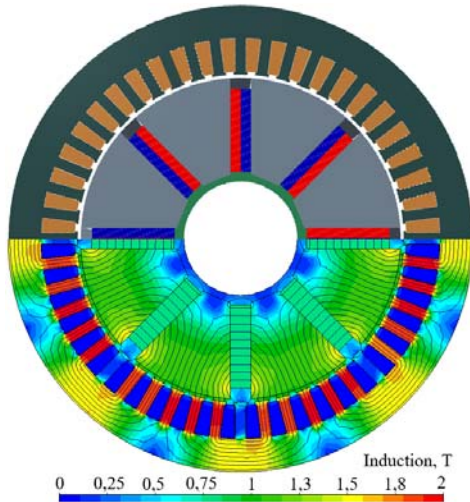


Fig. 6

($160 \times 40 \times 10$ mm) are placed. The magnets in the rotor have a tangential arrangement. Such an arrangement of magnets in the rotor makes it possible to obtain the best specific characteristics [9]. Fig. 6 shows the general view and pattern of the magnetic field at a current density of $J = 8$ A/mm².

3. Calculation of steady-state and transient modes of operation of a wind plant with a magnetic gearbox. The developed *Simulink model* of the plant as a whole, shown in Fig. 2, consists of a model of a wind turbine, a magnetic reducer, a permanent magnet synchronous generator, and a rectifier connected to the generator output and to a resistive load. The following initial data were used for the calculations.

- Wind turbine: rated power – 10 kW, rated speed – 400 rpm;

– Magnetic gearbox: $T_{\max} = 406 \text{ N}\cdot\text{m}$, $k_l = k_h = 0,008 \text{ N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$, $p_l = 17$, $p_h = 3$, $J_l = J_h = 0,001 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$, reduction ratio $G = p_l / p_h = 5,67$. To calculate these MG parameters, we used the finite element method of the field problem in the *Simcenter Magnet* package;

– Generator: active phase resistance – $0,022 \text{ }\Omega$, phase inductance – $26.7 \text{ }\mu\text{H}$, number of pairs of poles – 4, flux cohesion from permanent magnets – $0.26 \text{ V}\cdot\text{s}$. To calculate these generator parameters, we used the finite element method of the field problem in the *Simcenter MotorSolve* package. The active load impedance is $20 \text{ }\Omega$. The following are the results of calculating the operation of the plant with the specified parameters in different modes.

3.1 Startup mode of the wind turbine and steady-state operation. In this work, the starting mode of the wind turbine under the condition that the wind speed slowly increases from zero to 12 m/s and then the turbine operates in steady-state operation.

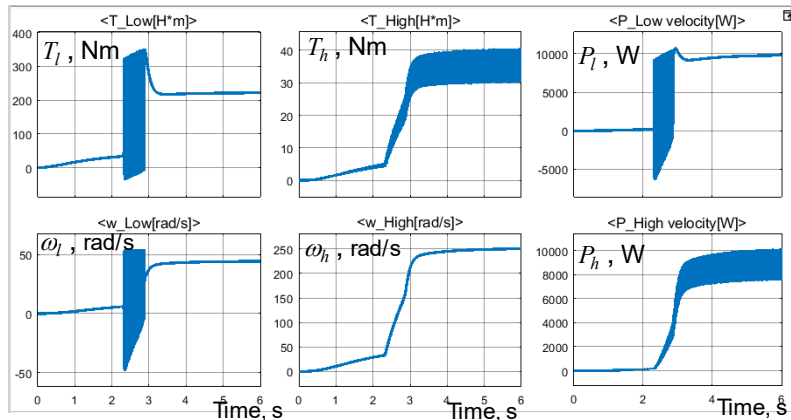


Fig. 7

the turbine operates in steady-state mode was calculated. The active load of the generator is 20 Ohms . The results of calculation the time characteristics of the MG – angular velocity, mechanical torque, and mechanical power for the *LR* and for the *HR* are shown in Fig. 7. It can be seen that at the beginning of the process (time interval $2.3 \div 3 \text{ s}$), all characteristics on the *LR* shaft connected to the wind turbine have oscillations that reflect the process of entering the synchronism of the *HR*. After reaching the steady-state mode, the mechanical power on the turbine shaft and the *LR* shaft is 10 kW , and on the *HR* shaft and the generator shaft is 9.5 kW (average value). Hence, the calculated value of the gearbox efficiency is 95% . This figure also shows that the ratio of speeds and mechanical powers of the *LR* and *HR* is equal to a reduction ratio of 5.67 . The electrical characteristics of the generator in this mode of operation are shown in Fig. 8. It can be seen that when the *HR* is drawn into synchronism, the three-phase voltages and currents at the generator output increase to the steady-state value (Fig. 8, a). The shape of these curves on an increased time scale is shown in Fig. 8, b, and Fig. 8, c shows the electrical characteristics of the resistive load.

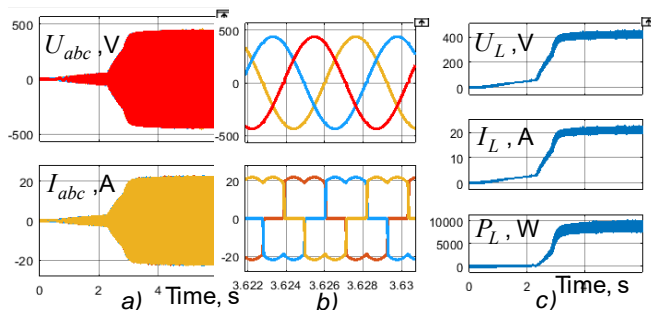


Fig. 8

tive load.

3.2 Operation of the system in the event of a wind gust. The preliminary mode of operation of the wind plant is calculated with the difference that at a time point of 4 s , when the system has reached the steady-state mode of operation, the wind speed increases from 12 m/s to 20 m/s . The results of calculating the time characteristics of the MG are shown in Fig. 9, a. Here, all graphs show the same values as in Fig. 5. It can be seen that when a wind gust occurs (at a time point of 4 s), both MG rotors fall out of synchronization and the gearbox loses the ability to transfer mechanical power from the turbine to the generator. At the same time, in the steady-state mode, the *HR* starts to rotate at a relatively high speed as a reaction to a strong wind, and the *LR* rotates at a low speed, which is not the normal mode of operation of the MG.

To analyze the effect of the maximum torque of the MG on the stability of its operation, Fig. 9, b shows the results of similar calculations at a doubled value of the maximum MG torque, equal to $812 \text{ N}\cdot\text{m}$. As can be seen from this figure, when a wind gust occurs, the MG falls out of synchronism for a certain period of time after the startup, but then the gearbox returns to normal operation. Thus, according to these calculations, it can be noted that in transient modes, when an overload occurs, both rotors of the MG can fall out

of synchronous motion for a certain period of time and then, depending on the MG parameters, the system either reaches a certain operating mode or loses the ability to transfer mechanical power from the turbine to the generator. It should be noted that the process of falling out of synchronism is also affected by magnetic losses in the MG, but this issue is not sufficiently researched and presented in the scientific literature and will be investigated by the authors in the future.

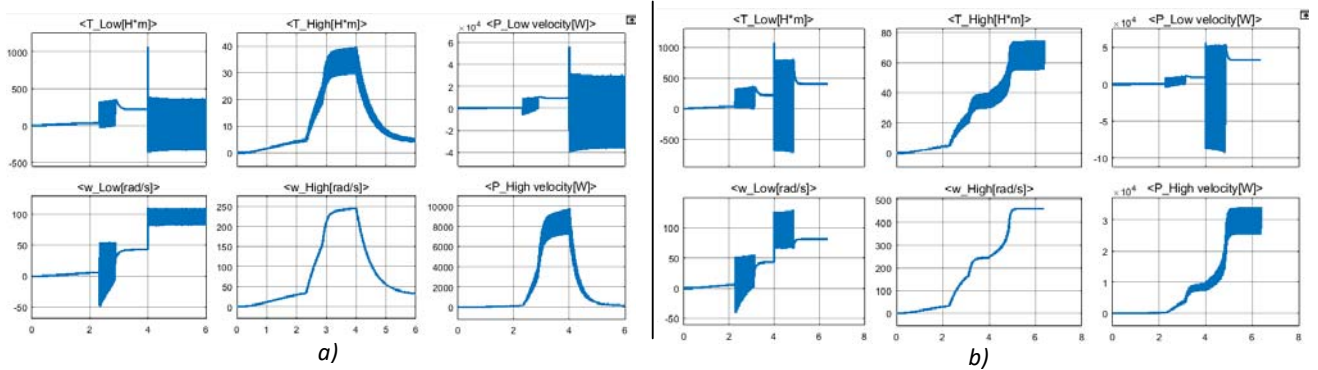


Fig. 9

In order to establish the general conditions for the stable operation of the MG in dynamic modes, let us consider the system of equations (3). From the analysis of the first and second equations, which reflect the balance of moments on the shaft, respectively, of the *LR* and *HR*, it can be assumed that for stable operation, two conditions must be met simultaneously:

$$T_{turbine} - J_l \frac{d\omega_l}{dt} - k_l \omega_l < T_{max}, \quad J_h \frac{d\omega_h}{dt} + k_h \omega_h + T_{gen} < \frac{T_{max}}{G}. \quad (4)$$

From these two expressions, in the absence of the first components corresponding to the moments of inertia, the following conditions for the operation of the MG power plant in steady-state mode can be obtained: $T_{turbine} - k_l \omega_l < T_{max}, \quad k_h \omega_h + T_{gen} < \frac{T_{max}}{G}$.

As noted in [3, 4], the use of a more powerful MG with an increased value of the maximum magnetic torque to $T_{max} \geq (1.2 \div 1.5) T_{turbine}$ allows for a more stable operation of both the MG and the wind power plant as a whole.

3.3 Operation of the wind power plant with increasing electrical load.

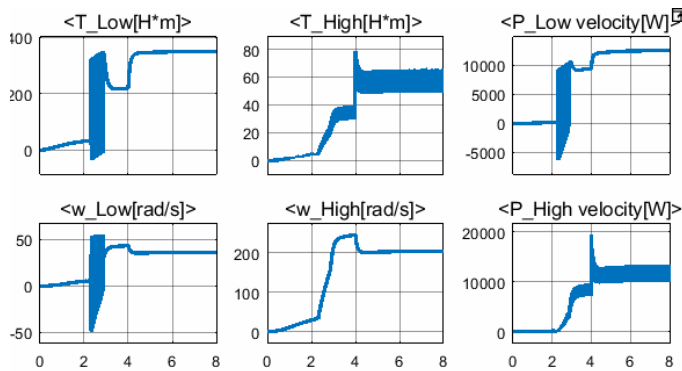


Fig. 10

This mode was calculated for the variant described in Section 3.1, provided that at a time of 4 s the active resistance of the generator's load decreases from 20 Ohm to 10 Ohm. The results of calculating the time characteristics of the MG are shown in Fig. 10, where all graphs show the same values as in Fig. 7. It can be seen that the MG does not lose its stability under such an increased load, while the rotational speeds of the *LR* and *HR* decrease monotonically, and the mechanical moments of both rotors increase. This leads to an increase in the mechanical power consumed from the turbine and transmitted to the electric generator in

normal operation. Such a stable operation of the MG in this mode is associated with the fulfillment of conditions (4) in the dynamic mode.

Conclusions. In this work, the computer *Simulink model* of the 10 kW wind power plant has been developed, in which the magnetic gearbox instead of a mechanical gearbox, was used in pair with a synchronous generator with permanent magnets. The *Simulink model* of the magnetic gearbox was developed, which allows to research the stability of its operation in dynamic modes. On the basis of the developed model of the wind power plant, researches of the related mechanical and electrical processes in its main elements, in dif-

ferent operating modes, were carried out - starting mode, instantaneous increase of wind speed acting on the wind turbine and increase of the load of the electric generator.

According to the results of the calculations, it is shown that in transient modes, when short-term overloads occur, both rotors of the MG can fall out of synchronous motion for a certain period of time and then, depending on the parameters of the MG, the system can either reach a certain operating steady-state mode or lose the ability to transfer mechanical power from the turbine to the generator. It has been noted that using a more powerful MG with an increased value of the maximum magnetic torque to $T_{\max} \geq 1.2 \div 1.5) T_{\text{turbine}}$ allows for a more stable operation of both the MG and the wind power plant as a whole.

1. Siegfried Heier. Grid integration of wind energy onshore and offshore conversion systems. John Wiley & Sons, 2014. 513 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781118703274>.
2. Rashid M.H. Electric Renewable Energy Systems. Elsevier, 2016. 587 p.
3. Ruiz-Ponce G., Arjona M.A., Hernandez C., Escarela-Perez R. A Review of Magnetic Gear Technologies Used in Mechanical Power Transmission. *Energies*. 2023. Vol. 16(4). 1721. DOI: <https://doi.org/10.3390/en16041721>.
4. Bo Yan, Xianglin Li, Xiuhe Wang, Yubo Yang. A review on the field-modulated magnetic gears: Development status, potential applications, and existent challenges. *IET Electrical Power Application*. 2024. Vol. 18. Pp.1-17. DOI: <https://doi.org/10.1049/elp2.12365>.
5. Atallah K., Howe D. A novel high-performance magnetic gear. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2001. Vol. 37. Issue 4. Pp. 2844-3846. DOI: <https://doi.org/10.1109/20.951324>.
6. M Sh Saleh, Ahmed EL-Betar, Ahmed EL-Assal. Review of Modeling and Simulation Technologies Application to Wind Turbines Drive Train. *Journal on Today's Ideas – Tomorrow's Technologies*. Vol. 2. No 2. 2014. Pp. 117-131. DOI: <https://doi.org/10.15415/jotitt.2014.22009>.
7. Penzkofer A., Atallah K. Analytical Modelling and Optimisation of Pseudo Direct Drive Permanent Magnet Machines for Large Wind Turbines. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2015. Vol. 51. No 12. Pp. 31-37. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2015.2461175>.
8. Badr-El-Boudour Bidonche. Transient Performance of a Magnetic Geared Induction Machine. *COMPEL*. 2020. Vol. 39. Pp. 1113-1130. DOI: <https://doi.org/10.1108/COMPEL-12-2019-0485>.
9. Dobzhanskiy O., Grebenikov V., Gouws R., Gamaliia R., Hossain E. Comparative Thermal and Demagnetization Analysis of the PM Machines with Neodymium and Ferrite Magnets. *Energies*. 2022. Vol. 15. Issue 12. 4484. Pp. 1-15. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15124484>.

УДК 621.313.8

КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕХІДНИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ПРОЦЕСІВ У ВІТРОЕНЕРГЕТИЧНІЙ УСТАНОВЦІ ІЗ МАГНІТНИМ РЕДУКТОРОМ

В.В. Гребеніков¹, докт. техн. наук, О.Д. Подольцев¹, докт. техн. наук, Р.В. Гамалія¹, кан. фіз.-мат. наук, А.А. Тажибаєв², Н.Н. Аринов², О.А. Сахно³, канд. тех. наук

¹ Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: podoltsev.alexander@gmail.com.

² ТОВ "УМАУ R&D",

пр. Кабанбай Батир, буд. 53/11, Астана, Z05H0P9, Республіка Казахстан.

³ ТОВ "Енергоавтоматизація",

вул. Немировича-Данченка, 60/31, Запоріжжя, 69091, Україна.

У роботі розроблено комп'ютерну Simulink-модель вітроенергетичної установки, в якій замість механічного редуктора використовується магнітний, а також міститься синхронний генератор із постійними магнітами. При цьому окремо розроблено Simulink-модель магнітного редуктора, побудованого на основі модульованого магнітного поля в повітряному проміжку, яка дає можливість дослідити стійкість його роботи як в усталеному, так і в перехідних режимах. На основі моделі установки проведено розрахунки різних динамічних режимів її роботи – пускового, миттєвого збільшення швидкості вітру, що діє на вітрову турбіну, та збільшення навантаження електричного генератора. За результатами проведених розрахунків показано, що в перехідних режимах у разі виникнення короточасних перевантажень обидва ротори магнітного редуктора на певний проміжок часу можуть випадати з синхронного руху і далі, в залежності від параметрів редуктора (а також інших її елементів), електромеханічна система або досягає певного робочого усталеного режиму, або втрачає можливість передавання механічної потужності від вітрової турбіни до генератора. Показано, що використання більш потужного магнітного редуктора із збільшеним значенням максимального магнітного моменту дає змогу отримати більш стійку до перенавантажень роботу як цього редуктора, так і вітроенергетичної установки в цілому. Бібл. 9, рис. 10.

Ключові слова: вітрова електростанція, магнітний редуктор, генератор з постійними магнітами, комп'ютерне моделювання, режими роботи установки, стійкість магнітного редуктора.

Надійшла 27.05.2024

Остаточний варіант 13.06.2024

**РОЗРАХУНОК ТА МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ
ТЯГОВИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИВОДА РОБОЧОГО ОРГАНУ УСТАНОВКИ
ДЛЯ ВИДОБУВАННЯ НАФТИ НА БАЗІ КОАКСІАЛЬНО-ЛІНІЙНОГО
АСИНХРОННОГО ДВИГУНА**

Г.М. Голенков*, канд. техн. наук, **А.В. Веремієнко**
Київський національний університет будівництва та архітектури,
пр. Повітряних Сил, 31, Київ, 03037, Україна,
e-mail: gmgolenkov@ukr.net.

На сьогодні перспективним напрямком розвитку сфери застосування лінійних двигунів є їх використання у конструкціях свердловинних насосів. Це дає змогу значно збільшити хід робочого органу та покращити ефективність видобутку нафти порівняно з традиційно використовуваним штанго-свердловинним аналогом. Під час вирішення такої задачі складним питанням є прогнозування та забезпечення тягового зусилля протягом робочої траєкторії руху, на що і направлено проведені у роботі дослідження. Запропоновано новий підхід щодо покращення пускових характеристик лінійного двигуна шляхом збільшення конструктивним способом активного опору його бігуна на початковій ділянці його розгону. Наведені результати аналітичних розрахунків показують можливість у разі реалізації такого підходу збільшити підйомну силу двигуна приблизно в 4 рази – з 5000 кН до 20000 кН за його номінальної потужності $P = 90$ кВт. Розроблена Simulink-модель для аналізу електромеханічних процесів при пуску лінійного двигуна із бігуном, активний опір якого змінюється вздовж його довжини за законом ступеневої функції. При цьому на початковій ділянці пуску довжиною 1,5 м цей опір має збільшене значення, а на інших ділянках, що відповідають руху бігуна в усталеному режимі, – мінімально можливе значення. За результатами проведених комп'ютерних розрахунків перехідного електромеханічного процесу показано ефективність запропонованого підходу щодо покращення пускових характеристик лінійного двигуна. Бібл. 5, рис. 6.

Ключові слова: лінійний асинхронний двигун, бігун, свердловинний насос, тягове зусилля, електромеханічна тягова характеристика.

Вступ. На сьогоднішній день Україна є однією з перспективних країн світу у плані розвитку нафтовидобувної промисловості, що викликає певну зацікавленість у чисельних інвесторів. І доки їхні інтереси обмежуються веденням активних бойових дій на території країни, основним напрямком досліджень вбачається розробка нових та вдосконалення існуючих установок видобування нафти [1]. На території України існує три нафтогазоносних регіони: Західний, Східний і Південний. При цьому переважна частина розвіданих запасів нафти та газу зосереджена в масивно-пластових покладах під регіональною комбінованою (глинисто-хемогенною) покришкою, а глибина залягання продуктивних горизонтів змінюється від 680 до 4050 м [2].

Розробка родовищ нафти проводиться шляхом будівництва нафтових свердловин та шахтним методом. За способами вилучення рідини із свердловини сучасні методи нафтовидобутку розрізняють: фонтан, коли вихід флюїду відбувається за рахунок різниці тисків у продуктивному пласті і на гирлі свердловини; ерліфт (газліфт); насосно-компресорний видобуток з використанням різних видів насосів: електровідцентрового (ЕВЦН), гвинтового (ГВН) чи штанго-свердловинного (ШСН). Найбільш продуктивним із зазначених у реальних умовах є насосно-компресорний видобуток, а найбільш використовуваним та ефективним типом насосу – ШСН, який має ряд недоліків через обмежену відстань ходу штока, велику металоємність, недостатню надійність [3]. Компенсувати такі недоліки можливо у разі застосування як приводу лінійних асинхронних двигунів (ЛАД).

Схематичне зображення електромеханічної установки для видобування нафти на базі лінійного асинхронного двигуна показано на рис. 1, де 1 – лінійний асинхронний двигун; 2 – бігун лінійного

© Голенков Г.М., Веремієнко А.В., 2024

* ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-4468-3301>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

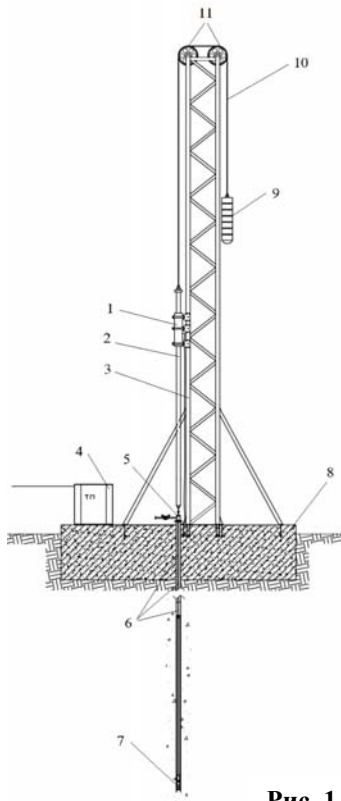


Рис. 1

асинхронного двигуна; 3 – опорна вежа; 4 – трансформатор; 5 – гирло свердловини; 6 – свердловина; 7 – насос; 8 – фундамент; 9 – протизвага; 10 – трос; 11 – система блоків.

На рис. 2 та 3 показано основні конструктивні елементи коаксіально-лінійного двигуна з тяговим елементом (бігуном) та насосом на його основі [4]. На рис. 2 позначено: 1 – бігун; 2 – магнітопровід бігуна; 3 – обмотка бігуна; 4 – корпус ЛАД; 5 – кріплення ЛАД; 6 – статор; 7 – обмотка статора; 8 – магнітопровід статора, а на рис. 3: 1 – тягова штанга; 2 – зворотні клапани; 3 – корпус свердловини; 4 – корпус насоса; 5 – плунжер.

Характерною особливістю роботи такого двигуна є робота за постійних пусках. При цьому відомо із загальної теорії електричних машин, що задля покращення пускових характеристик активний опір бігуна повинен мати відносно велике значення, в той час як після його розгону він повинен бути максимально малим для зменшення електричних втрат у бігуні. Такі умови ефективної роботи лінійного двигуна саме в установках для видобування нафти обумовлюють доцільність побудови бігуна із змінним вздовж його довжини активним опором [4]. Для практичного застосування таких систем необхідно провести попередні дослідження електромеханічних тягових характеристик коаксіально-лінійного асинхронного двигуна із змінним опором короткозамкненої обмотки бігуна, враховуючи особливості його роботи в установках видобутку нафти (рис. 1).

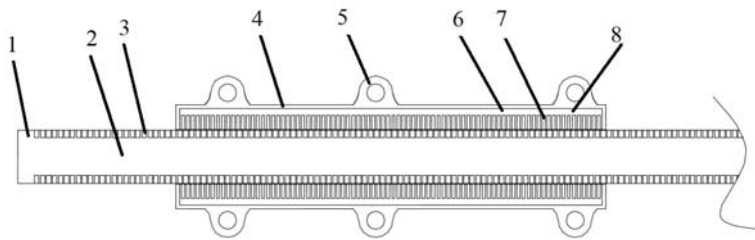


Рис. 2

Враховуючи вищесказане, метою роботи є обґрунтування методу розрахунку та дослідження електромагнітних тягових характеристик лінійних двигунів електромеханічних установок для видобутку нафти за змінного вздовж довжини активного опору бігуна та врахуванні складної траєкторії руху робочого органу.

Розрахунок електромеханічних характеристик КЛАД приводу установки для видобування нафти за графоаналітичним методом. Задля розрахунку електромеханічної тягової характеристики КЛАД застосовано вираз [5]

$$F_{em} = \frac{m_1 U_1^2 R_2' / s}{v_1 \left((R_1 + R_2' / s + \xi R_{\mu})^2 + (X_1 + X_2' / s + \xi X_{\mu})^2 \right)} + \frac{\xi m_1 U_1^2 (R_2' / s + R_1 / (2s - 1))}{v_1 \left((R_1 + R_2' / s + R_1 / (2s - 1))^2 + (X_1 + X_2')^2 \right)}. \quad (1)$$

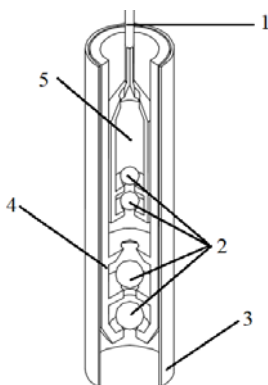


Рис. 3

Тут m_1 – число фаз; v_1 – швидкість бігучого магнітного поля статора; R_1 – активний опір обмотки статора; X_1 – індуктивний опір обмотки статора; R_2' – активний опір обмотки бігуна, приведений до обмотки індуктора статора КЛАД; X_2' – індуктивний опір розсіювання обмотки бігуна, приведений до обмотки індуктора статора КЛАД; R_{μ} – активний опір контуру намагнічування магнітопроводу статора КЛАД; X_{μ} – індуктивний опір контуру намагнічування магнітопроводу статора КЛАД; $s = (v_1 - v) / v_1$ – ковзання, де $v = (1 - s)v_1$ – швидкість переміщення двигуна; $\xi = |\bar{I}_{H2}| / |\bar{I}_{I2}| = (2p)^{-1}$ – коефіцієнт несиметрії струму контурів бігуна КЛАД; H – висота підйому бігуна.

Подальші розрахунки проведено для КЛАД з наступними параметрами: число фаз $m_1 = 3$, число пар полюсів $p = 7$, $v_1 = 8,4 \text{ м/с}$, $R_1 = 0,212 \text{ Ом}$,

$X_1 = 0,7221 \text{ Ом}$, $R_2' = 0,1924 \text{ Ом}$, $X_2' = 0,047 \text{ Ом}$, $R_\mu = 0,667 \text{ Ом}$, $X_\mu = 12,25 \text{ Ом}$, $\xi = 0,07143$, $H = 10 \text{ м}$.

На основі (1) з використанням *Microsoft Excel* розраховано значення параметрів електромагнітних тягових характеристик коаксіально-лінійного двигуна $v = f(F_{em})$ за зміни ковзання $s = 1 \dots 0,1$ та різних опорів вторинного контуру (бігуна) КЛАД, що змінюються в діапазоні $R_2' = 0,19 \dots 1,2 \text{ Ом}$.

За результатами розрахунків побудовано сімейство електромеханічних тягових характеристик $v = f(F_{em})$ за різних значеннях $R_2' = 0,19 \dots 1,2 \text{ Ом}$ (рис. 4). Аналізуючи вид отриманих електромеханічних тягових характеристик $v = f(F_{em})$, для практичної реалізації вибрано тягову характеристику КЛАД з опором $R_2' = 1,2 \text{ Ом}$, для якої пускове тягове зусилля становить $F_n = 26,8 \text{ кН}$, а мінімальне тягове зусилля за ковзання $s = 0,5$ – $F_{min} = 26,8 \text{ кН}$. Для цих умов номінальне навантаження дорівнює

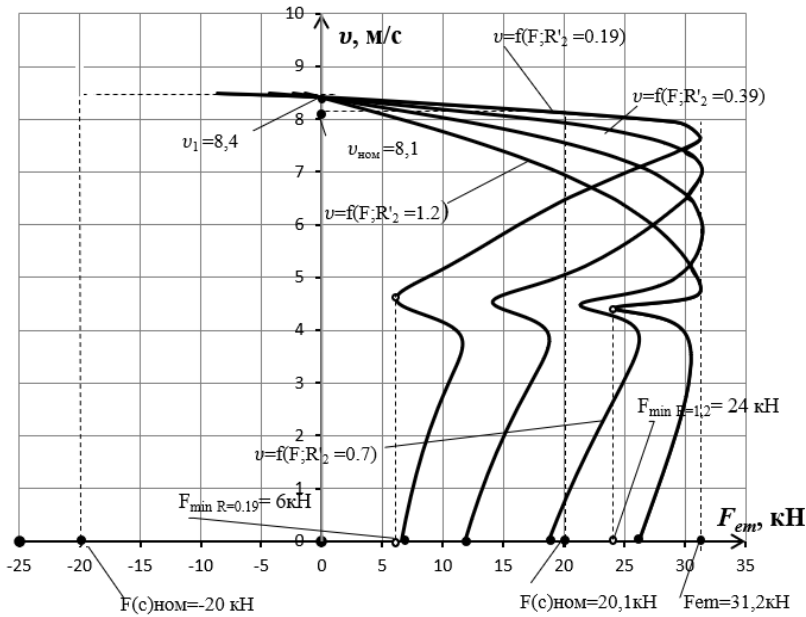


Рис. 4

$F_{(c)ном} = F_n / 1,3 = 20,1 \text{ кН}$, номінальна швидкість – $v_{ном} = 8,1 \text{ м/с}$.

Розраховані механічні характеристики на рис. 4 отримано за допомогою виразу (1) і відповідають усталеному режиму роботи двигуна. В той же час лінійний двигун, що досліджується в даній роботі, працює безперервно в перехідних режимах пуску, коли бігун знаходиться у нижньому та у верхньому положеннях. Для того, щоб уточнити отримані дані, виконано комп'ютерне моделювання роботи лінійного двигуна. Розроблену за допомогою пакету *Matlab/Simulink* модель для дослідження роботи двигуна показано на рис. 5. При цьому лінійний асинх-

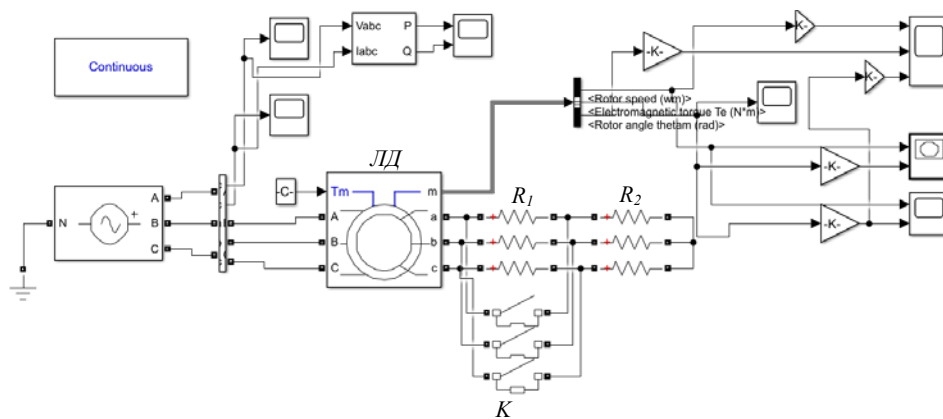


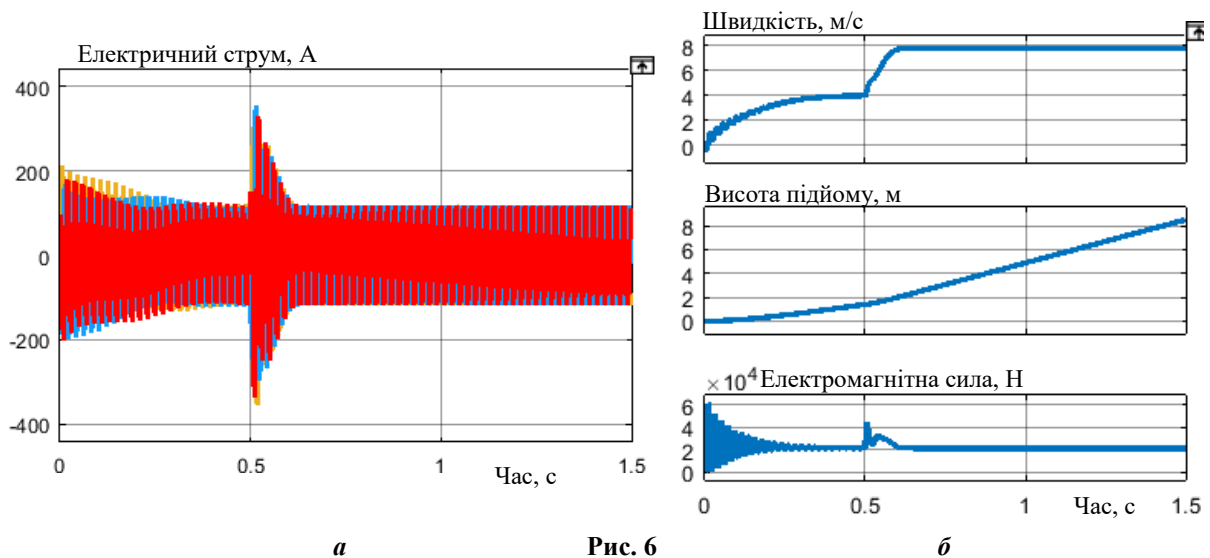
Рис. 5

ронний двигун моделюється за допомогою базової моделі еквівалентного асинхронного двигуна обертового руху, що знаходиться в бібліотеці *Simulink*. Наявність великого числа полюсів, яке дорівнює 14, дає можливість не враховувати кінцеві ефекти. В роботі моделюється режим підйому бігуна від ниж-

нього положення до найвищого під дією електромагнітної сили, що створює лінійний двигун. Задля врахування наявності змінного вздовж довжини бігуна його активного опору використовувалася модель асинхронного двигуна із фазним бігуном, активний опір якого змінюється в залежності від положення бігуна за заздалегідь вибраним законом. В моделі на рис. 5 опір бігунової обмотки в режимі пуску із нижнього положення складає $R1 + R2$, що відповідає значенню $R_2' = 1,2 \text{ Ом}$ (див. попередній аналітичний розрахунок). В момент часу $0,5 \text{ с}$ від початку підйому бігуна, коли він піднімається на

висоту 1,5 м, замикаються за допомогою ключа K резистивні елементи $R1$, і еквівалентний опір бігуна зменшується до величини, що відповідає значенню $R'_2 = 0,19 \text{ Ом}$.

На рис. 6 наведено результати розрахунку перехідного процесу, коли бігун під час включення двигуна починає рухатися із нижнього положення. На цьому рисунку наведено фазні струми двигуна в залежності від часу (рис. 6, *a*), швидкість та положення бігуна (висота його підйому), а також значення електромагнітної сили, що діє на цей бігун (рис. 6, *б*). Видно, що збільшений опір бігуна на початковій ділянці дає змогу зменшити пускові струми. В момент часу 0,5 с опір бігуна зменшується і це призводить до виникнення нового пускового режиму. При цьому, оскільки бігун вже має швидкість 4 м/с, ці нові "пускові" струми мають в 1,75 рази зменшене значення. За пусковий час 0,5 с бігун проходить шлях 1,5 м. Отже, для такого розрахунку це означає, що на початковій ділянці бігуна довжиною саме 1,5 м конструктивно виготовлено бігун з підвищеним опором. Після переходу на ділянку із зменшеним опором збільшується електромагнітний момент і збільшується швидкість руху бігуна із подальшим виходом на усталений режим (див. рис. 6, *б*). З цього рисунку також видно, що двигун має підвищене значення пускової сили – приблизно 20 кН (середнє значення). Отже, уточнені результати розрахунку перехідного електромеханічного процесу за допомогою розробленої комп'ютерної моделі показують ефективність запропонованого підходу щодо покращення пускових характеристик лінійного двигуна.



Висновки.

В роботі запропоновано новий підхід щодо покращення пускових характеристик лінійного двигуна, який використовується в установках для викачування нафти, шляхом збільшення конструктивним способом активного опору бігуна такого двигуна на ділянці його розгону із найнижчого положення. Наведено результати аналітичних розрахунків, що показують можливість за реалізації такого підходу збільшити підйомну силу двигуна приблизно в 4 рази – з 5000 кН до 20000 кН за його номінальної потужності $P = 90 \text{ кВт}$.

Розроблено Simulink-модель для аналізу електромеханічних процесів при пуску лінійного двигуна із бігуном, активний опір якого змінюється вздовж його довжини за законом ступеневої функції. При цьому на початковій ділянці пуску довжиною 1,5 м цей опір має збільшене значення, а на інших ділянках, що відповідають руху бігуна в усталеному режимі, – мінімально можливе значення. За результатами проведених комп'ютерних розрахунків перехідного електромеханічного процесу показано ефективність запропонованого підходу щодо покращення пускових характеристик лінійного двигуна.

1. Орловський В.М., Білецький В.С., Вітрик В.Г., Сіренко В.І. Бурове і технологічне обладнання. Львів: ФОП Піча С.В., 2021. 358 с.

2. Крупський Ю.З. Західний нафтогазоносний регіон України: минуле, сучасність та перспективи. *Вісник львівського університету. Серія геологічна*. 2018. Вип. 32. С. 3–12.

3. Атлас родовищ нафти і газу України. Т. VI (Південний нафтогазоносний регіон). Львів, 1998. 223 с.
4. Богаєнко Е.М., Богаєнко М.В., Веремієнко А.В., Голенков Г.М., Попков В.С. Електродвигун зворотньо-поступового руху. Патент України на корисну модель №23757. Бюл. № 8. Опубл. 11.06.2007 р.
5. Голенков Г.М. Математичне моделювання перехідних процесів лінійних асинхронних електродвигунів. *Наукові практичні проблеми моделювання та прогнозування надзвичайних ситуацій. Збірник наукових статей*. Київ: КНУБА, 1999. С. 28–32.

CALCULATION AND MATHEMATICAL MODELING OF ELECTROMAGNETIC TRACTION CHARACTERISTICS OF THE DRIVE WORKING AUTHORITY OF OIL EXTRACTION INSTALLATIONS ON THE BASE OF A COAXIAL-LINEAR INDUCTION MOTOR

G.M. Golenkov, A.V. Veremienko
Kyiv National University of Construction and Architecture,
Povitrianyh Syl Ave., 31, Kyiv, 03037, Ukraine,
e-mail: gmgolenkov@ukr.net.

Today, a promising direction in the development of the field of application of linear motors is their use in the construction of well pumps. This makes it possible to significantly increase the stroke of the working body and improve the efficiency of oil production compared to the traditionally used rod-well analog. When solving such a problem, a difficult issue is forecasting and ensuring the traction force during the working trajectory of the movement, which is what the research conducted in the work is aimed at. As the main result, the application of the grapho-analytical method in the calculations and modeling of the characteristics of linear motors with complex trajectories of motion is substantiated. In the course of calculations with its use, the possibility of a four-fold increase in the traction force with a general improvement in the static characteristics of the engine in a given range of movement at the permissible speed of the working body was proven. References 5, figures 6.

Key words: linear motor, runner, well pump, traction force, electromechanical traction characteristic.

1. Orlovsky V.M., Biletsky V.S., Vitryk V.G., Sirenko V.I. Drilling and technological possession. Lviv: FOP Picha S.V., 2021. 358 p. (Ukr)
2. Krupsky Yu.Z. Western oil and gas bearing region of Ukraine: past, present and future. *Visnyk Lvivskoho uniuersytetu. Geologichna seriia*. 2018. Vyp. 32. Pp. 3–12. (Ukr)
3. Atlas of oil and gas origins of Ukraine. Vol. VI (Pivdenny oil and gas region). Lviv, 1998. 223 p. (Ukr)
4. Bogaienko E.M., Bogaienko M.V., Veremienko A.V., Golenkov G.M., Popkov V.S. Electric motor of the gate-stepping movement. Patent UA No 23757. Bull. No 8 Published 06.11.2007. (Ukr)
5. Golenkov G.M. Mathematical modeling of transient processes of linear asynchronous electric motors. *Naukovo-praktychni problemy modeliuвання ta prognouвання nadzvychainyh sytuatsii*. Kiev: KNUBA, 1999. Pp. 28–32. (Ukr)

Надійшла 30.04.2024
Остаточний варіант 17.06.2024

**ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНО-МОДЕЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ
РОЗОСЕРЕДЖЕНОЇ ГЕНЕРАЦІЇ НА ВИНИКНЕННЯ АСИНХРОННИХ РЕЖИМІВ
В ОБ'ЄДНАНІЙ ЕНЕРГОСИСТЕМІ УКРАЇНИ**

О.Ф. Буткевич^{1,2*}, докт. техн. наук, Т.М. Гурсєва¹, Н.Т. Юнєсва¹, канд. техн. наук, А.Р. Слободян²

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

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

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

Наведено результати експериментально-модельних досліджень впливу розосереджених джерел генерування (РДГ) на виникнення в об'єднаній енергосистемі (ОЕС) України асинхронних режимів (АР) внаслідок аварій в її системотвірній електричній мережі. Сценаріями моделювання передбачалося, що потужності РДГ введено в розподільні електричні мережі замість енергоблоків теплових електростанцій ОЕС України, зруйнованих внаслідок ракетних обстрілів росіянами. За відсутності інформації щодо РДГ зроблено певні узагальнення та припущення щодо можливості моделювання груп РДГ у вигляді турбогенераторів з різними сталими інерції. Розглядалися різні сценарії виникнення аварій та функціонування пристроїв релейного захисту та протиаварійної автоматики. Результати виконаних досліджень свідчать, що введення в розподільні електричні мережі РДГ не сприяє виникненню АР в системотвірній електричній мережі ОЕС України. Бібл. 11, рис. 10, табл. 3.

Ключові слова: об'єднана енергетична система України, розосереджена генерація, стала інерція, модель, аварія, асинхронний режим енергосистеми.

Вступ. Величезні втрати, яких зазнала і зазнає об'єднана енергосистема (ОЕС) України внаслідок масованих ракетно-дронових атак росії зумовлюють потребу перегляду наявних планів відновлення та повоєнного розвитку енергетики України [1], оскільки ще станом на жовтень 2023 р. вже було втрачено 78% потужностей ТЕС, включаючи розташовані на окупованих територіях, 66% енергоблоків ТЕЦ, 44% АЕС, 12% ГЕС та 32% ГАЕС, 45% розосереджених джерел генерування (РДГ), але ворог продовжує ракетні обстріли і втрати, зокрема і генеруючих потужностей, збільшуються. Враховуючи набутий гіркий досвід та дивлячись у майбутнє, доходимо висновку, що висока надійність електрозабезпечення усіх сфер людської діяльності має бути найпріоритетнішим завданням відновлення та розвитку енергетики України [2]. Неодмінною умовою забезпечення високої надійності є суттєве збільшення частки РДГ в структурі генеруючих потужностей ОЕС України. Введення потужностей РДГ замість потужностей зруйнованих ворогом ТЕС є рухом до *децентралізованої* ОЕС України і також узгоджується з «вектором декарбонізації» енергетики України, з її приєднанням до «Європейської зеленої угоди» – нової стратегії розвитку Євросоюзу, що реалізується на практиці, оскільки до складу РДГ входять, насамперед, відновлювані джерела енергії (ВДЕ) (в країнах Європи у 2023 р. 44% електроенергії вироблено ВДЕ). Разом з незаперечними плюсами, які з'являються внаслідок зазначеного руху до *децентралізованої* ОЕС України, виникає потреба вживання додаткових заходів задля забезпечення надійного функціонування електричних мереж (ЕМ), оскільки зі зростанням потужності РДГ в ЕМ збільшуються струми коротких замикань, можуть виникати реверсивні потоки потужності, призводячи до порушень функціонування релейного захисту (як до неселективного, так і, взагалі, до хибного спрацювання [3], до появи «мертвих зон» [4] та інших негараздів), що зумовлює потребу переналаштування наявних та, в окремих випадках, встановлення додаткових пристроїв релейного захисту та автоматики (РЗА). Результати моделювання характерних аварій в

© Буткевич О.Ф., Гурсєва Т.М., Юнєсва Н.Т., Слободян А.Р., 2024

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

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

розподільних ЕМ (до яких належать і ЕМ номінальної напруги 110 кВ) з РДГ не свідчать про виникнення переобтяжень трансформаторних зв'язків з системотвірною ЕМ та про відчутні зміни режиму такої ЕМ. Однак, розподільні ЕМ з РДГ можуть мати свої особливості, які слід враховувати під час моделювання. Наприклад, якщо РДГ – це фотоелектричні системи (ФЕС) чи їхнє поєднання (СЕС), то у разі виникнення аварії в таких ЕМ зі зниженням напруги до 0,9 і нижче від номінальної відключення інверторів ФЕС (СЕС) може відбутися з випередженням функціонування пристроїв РЗА ЕМ. Наслідком цього може бути розвиток аварії, впливаючи на стан зв'язків з системотвірною ЕМ та її режим. Якщо ж частка ВДЕ в розподільних ЕМ зростатиме, то наслідком цього може бути зменшення інерції ЕЕС з очікуваним збільшенням чутливості ЕЕС до аварійних збурень режиму. Тому під час досліджень аварійних перехідних процесів в електроенергетичних системах (ЕЕС) слід також враховувати особливості розподільних ЕМ з РДГ.

Одне із важливих питань, що потребує з'ясування, це питання впливу РДГ, значні обсяги потужності яких буде інтегровано в розподільні ЕМ в повоєнний період, на протікання в системотвірній ЕМ ОЕС України аварійних електромеханічних перехідних процесів з виникненням асинхронних режимів (АР). Це питання безпосередньо пов'язане з комплексною проблемою забезпечення надійного функціонування ОЕС України та вимогами до функціонування засобів протиаварійної автоматики в нових умовах, зокрема *автоматики ліквідації асинхронного режиму* (АІАР).

Мета роботи – оцінити вплив РДГ, що вводяться в розподільні ЕМ замість енергоблоків зруйнованих ТЕС, на виникнення АР внаслідок аварій в системотвірній ЕМ ОЕС України.

Вихідні умови та моделі. За поточного стану ОЕС України та умов війни практично неможливо передбачити усіх змін, яких зазнаватиме ОЕС України на різних етапах повоєнного відновлення та розвитку, зокрема і тих, що стосуватимуться введення значних обсягів потужності РДГ, оскільки для цього потрібна відповідна інформація, а натомість є лише «концептуальне бачення» та експертні оцінки загального характеру. Наприклад, за оцінками ПрАТ «НЕК «Укренерго» Україні найближчими роками буде потрібно 9,4 ГВт потужності ВДЕ, з яких 4,5 ГВт вітрових електростанцій (ВЕС), 3,8 ГВт сонячних електростанцій (СЕС) та 1,1 ГВт ТЕС на біопаливі [5]. Слід зауважити, що такі оцінки з плином часу можуть зазнавати змін. Враховуючи мету досліджень та відсутність відповідних прогнозних даних, було взято за основу один із режимів ОЕС України в минулому (режим максимуму навантажень 2016 р.) та його «доведення» до гранично допустимого в аспекті завантаження контрольованого перетину ОЕС України «Захід – Вінниця» (зі збереженням балансу потужностей ОЕС України, основних зв'язків та режиму системотвірної ЕМ). Такий режим далі називатимемо *базовим*. На рис. 1 показано фрагмент однолінійної схеми західної частини ОЕС України, частково «згорнутої» (умовний еквівалент) до контрольованого перетину ОЕС України «Захід – Вінниця», де лінії електропередачі (ЛЕП) та шини напругою 750 кВ показано потовщеними лініями, ЛЕП міждержавних перетинів не показано, а решту ОЕС України позначено зображенням генератора, поіменованого «ОЕС» і приєднаного до шин за номером 356. Елементи розподільних ЕМ не показано. У цьому режимі вимкнено ЛЕП 750 кВ «Вінницька – Західноукраїнська» (на рис. 1 шини приєднання ЛЕП відповідно позначено *Вінниця-750 та Зах.Укр.-750*). Усі наведені нижче результати моделювання стосуються випадків, коли зазначена ЛЕП залишалася вимкненою.

За різними сценаріями моделювання, окрім базового режиму, передбачалося, що замість потужностей блоків трьох пошкоджених ТЕС (табл. 1) вводяться потужності РДГ. За базового режиму передбачалося введення не РДГ, а турбогенераторів (ТГ) ТЕС, відповідно до даних, наведених в табл. 1, де P_T – це активна потужність генерування ТГ. В табл. 1 також зазначено «№ варіанта значень параметрів моделі АРШОТ», а самі значення параметрів моделі автоматичного регулятора швидкості обертання турбіни (АРШОТ) наведено в табл. 2.

Використану під час досліджень модель АРШОТ можна подати у вигляді (1)-(3)

$$\frac{d\mu}{dt} = \left(-\frac{s}{\sigma} + \mu_0 - \mu \right) / T_R, \quad (1)$$

$$\mu_0 = M_{xx} + P_0 / P_{ном}, \quad (2)$$

$$P_T = P_{ном} (\mu - M_{xx}), \quad (3)$$

де μ , μ_0 – змінні, що характеризують відповідно поточне та початкове (за доаварійного режиму) положення регулювальних клапанів парових турбін ($0 \leq \mu \leq 1$); s – ковзання; σ – статизм регулювання;

Таблиця 2

№ варіанта значень параметрів моделі АРШОТ	Статизм (σ), %	Еквівалентна стала часу (T_R), с	Зона нечутливості, %	Граничні значення моменту турбіни, в.о.	
				M_{\min}	M_{\max}
12	4,0	0,1	0,0	0,0	1,0
14	4,5	0,1	0,0	0,0	1,0
15	3,0	0,3	0,0	0,0	1,0

В табл. 1 наведено дані, що стосуються лише трьох ТЕС, які зазнали значних пошкоджень внаслідок ракетних обстрілів ворогом. Сумарна активна потужність генерування зазначених ТГ ТЕС становила 1611 МВт. Таку ж активну потужність генерування сумарно мали РДГ за кожним із сценаріїв моделювання. Для всіх СГ було використано модель *сталого електрорушійної сили* ($E_T = \text{const}$) за деяким реактансом x_T [2] (така модель, як зазначено в [6], є «класичним поданням синхронної машини під час досліджень стійкості»).

Перш ніж перейти до розгляду сценаріїв та відповідних результатів моделювання аварійних режимів в ОЕС України з РДГ в розподільних ЕМ, введених замість потужностей енергоблоків трьох зруйнованих ТЕС, наведемо деякі відомості, з яких стають зрозумілими причини використання обраного підходу до моделювання зазначених процесів.

Наведена вище оцінка ПрАТ «НЕК «Укренерго» потреб України мати в найближчі роки 9,4 ГВт потужності ВДЕ не змінює наявного стану інформаційної невизначеності щодо «географії» розташування різновидів таких ВДЕ, не кажучи вже про їхні типи, значення параметрів та інші дані, необхідні для реалізації відповідних моделей для виконання досліджень, зумовлених метою даної роботи. Використання в ЕЕС таких ВДЕ, як ФЕС з центральними інверторами та вітрові турбогенератори (ВТГ) з силовими електронними перетворювачами, зумовлює потребу забезпечення віртуального інерційного відгуку таких ВДЕ, «підтягуючи» їхню поведінку в цьому аспекті до регульованих СГ. До таких «підтягнутих» ВДЕ можна віднести, наприклад, ВТГ на базі машини подвійного живлення з перетворювачем часткової (на рівні 30%) потужності (такі ВТГ називають ВТГ 3-го типу чи 3-ї генерації) та ВТГ з повномасштабним (100%) перетворювачем потужності (їх називають ВТГ 4-го типу). Під час створення моделей динаміки ЕЕС з великою кількістю ВДЕ в розподільних ЕМ неминуче виникає потреба створення та використання еквівалентів груп таких ВДЕ, що потребує детальної інформації. Наприклад, в [7] показано, що під час створення еквівалента певної групи ВТГ різних типів слід враховувати не лише особливості ВТГ кожного типу, а і розташування ВТГ та електричну віддаль між ними, режими та очікувані події (збурення режиму), з урахуванням яких мають відбуватися налаштування. Та навіть за таких умов створений еквівалент може «нівелювати» вплив окремих ВТГ групи на режим ЕМ. Такі еквіваленти не є незмінними: вони час від часу потребують верифікації та уточнення. Газотурбінні установки (ГТУ) різних типів та електричної потужності – це теж РДГ. Наприклад, ДП «Науково-виробничий комплекс газотурбобудування «Зоря»-«Машпроект» виготовляє для енергетики ГТУ номінальної електричної потужності від 4,87 МВт до 32 МВт (лінійка із п'яти різних за потужністю енергетичних установок простого циклу) та від 20,6 МВт до 62 МВт (лінійка із п'яти різних за потужністю установок комбінованого циклу) [8]. Але, на відміну від ФЕС та ВТГ, насамперед 1-го та 2-го типів, для ГТУ не потрібно забезпечувати віртуальний інерційний відгук.

Разом з відмінностями РДГ різних видів та типів з обертовими частинами, вони мають і спільний параметр, що характеризує динамічні властивості таких РДГ – сталу інерцію. Однак значення сталих інерції навіть в межах одного виду РДГ залежать від різних чинників. Наприклад, за кількістю валів ГТУ поділяють на одновальні та багатовальні. Для одновальних ГТУ сталі інерції можуть мати значення від 5 с до 15 с, тоді як для багатовальних (без редуктора) – від 1,5 с до 3 с. Для ВТГ теж має місце значний розкид значень сталих інерції, наприклад, для ВТГ потужністю до 3 МВт значення сталих інерції знаходяться в межах від 2 с до 6 с (ВТГ потужністю від 3 МВт до 9 МВт використовують для створення ВЕС). Оцінюванню сталих інерції РДГ, зокрема і в режимі *on-line*, присвячено значну кількість праць, огляд деяких наведено, наприклад, в [9, 10], але для визначення сталої інерції ЕЕС (T_{JEEC}) в режимі *off-line* зазвичай використовують вираз (4)

$$T_{JEEC} = \sum_{i=1}^{i=n} T_{Ji} S_i / S_{EEC}, \quad (4)$$

де T_{Ji} , S_i – відповідно стала інерції обертових мас та номінальна повна потужність i -го генератора, електрично приєднаного до ЕМ ЕЕС, «увімкненого»; n – загальна кількість приєднаних до ЕМ ЕЕС генераторів; S_{EES} – сумарна повна номінальна потужність приєднаних до ЕМ ЕЕС генераторів.

Якщо вважати, що системи керування ВТГ та ФЕС спроможні забезпечити віртуальний інерційний відгук, то такі ВДГ будуть «підтягнутими» в цьому аспекті до регульованих СГ і теж можуть характеризуватися сталою інерцією, хоча і віртуальною.

Очевидно, що за реальних умов експлуатації ЕЕС у разі значних кількості та сумарної потужності РДГ, використовуючи формулу (4), можна розраховувати лише на певну орієнтовну оцінку T_{JEES} , оскільки достеменно не відома кількість вимкнених (від'єднаних від ЕМ) РДГ різного виду та типу. Тому в даних дослідженнях виходили з того, що значення сталої інерції певної «змішаної» групи РДГ одночасно є і певним узагальненим якісним показником її складу в аспекті динамічних властивостей: зменшення сталої інерції групи РДГ за незмінної сумарної потужності свідчить про збільшення частки малоінерційних чи безінерційних РДГ в групі.

Оскільки заміна одиничного ТГ відповідною йому групою джерел генерування, зосереджених в тому ж самому місці, не призводить до зміни динамічних властивостей ЕЕС [11], то справедливим є і зворотне твердження. Це дає підстави для припущення про можливість *наближеного* врахування деяким умовно *еквівалентним* СГ відповідної групи РДГ, розташованих в певному околі (за електричною відстанню) шин приєднання такого *еквівалентного* СГ (групу РДГ замінюємо *еквівалентним* СГ, оскільки за інерційним відгуком РДГ мають «підтягуватися» до регульованих СГ). Тому сценаріями моделювання передбачалося як відновлення енергоблоків трьох ТЕС, так і заміна активної потужності енергоблоків (P_r) цих ТЕС (табл. 1) такою ж потужністю генерування, розподіленою серед *еквівалентних* СГ. Кожен із таких *еквівалентних* СГ було подано зазначеною вище моделлю *сталої електрорушійної сили* ($E_r = \text{const}$) за *деяким реактансом* x_r (номінальна активна потужність кожного такого СГ становила 100 МВт, а $\cos\varphi = 0,85$). Потужність генерування блоків ТпТЕС (табл. 1) було розподілено серед 22 *еквівалентних* СГ, приєднаних через трансформатори ТДЦ-125000/110 до 22 шин номінальної напруги 110 кВ таких електричних підстанцій – ПС (далі зазначено використані в цифровій моделі ОЕС України назви ПС та номери зазначених шин): Бровари (736), Житомир (713), Н.Київська (708), Миронівка (718), Бровки (768), ТпТЕС-3 (720), ЛадТЕС-3 (822), ЛадТЕС-1 (823), Вінницька (802), Бар (818), Побужжя (345), Тернопіль (814), Хмельницька (811), Чернівці (820), Івано-Франківська (906), К.Подільський (839), Українка (352), Шевченко (750), ДбТЕС (927), Радивилів (930), Н.Волинський (928), Ковель (956).

Сценарії та результати експериментально-модельних досліджень. Інформацію щодо окремих сценаріїв та результатів моделювання аварійних процесів в системотвірній ЕМ ОЕС України з виникненням чи відсутністю АР наведено в табл. 3. Надамо необхідні пояснення. Кожен рядок таблиці починається з пронумерованої характеристики (опису) збурення режиму (№ ХЗР) ОЕС України. Початок усіх збурень – 0,1 с модельованого процесу. Другий та наступні рядки таблиці пов'язані з моделюванням 3-фазного короткого замикання (3-ф.КЗ) на ЛЕП номінальної напруги 330 кВ, що поєднує шини 901 (Рівне) та 902 (РАЕС), поблизу шин 902. В табл. 3 тривалість 3-ф.КЗ позначено $\Delta t_{КЗ}$. Під час моделювання автоматики повторного увімкнення (АПВ) перед увімкненням ЛЕП враховувалася затримка (0,5 с) на деіонізацію повітря в місці 3-ф.КЗ. У разі неуспішного АПВ знову моделювалося функціонування релейного захисту з вимкненням ЛЕП 901-902. Для виявлення АР в системотвірній ЕМ в точках часової дискретизації процесу моделювання визначалися параметри, за якими діють пускові пристрої АЛАР (крок чисельного інтегрування залишався незмінним і становив 10^{-3} с). Усі модельовані події та випадки виявлення на ЛЕП системотвірної ЕМ *електричного центру хитань* (ЕЦХ) відтворювалися в хронологічному порядку в протоколі процесу моделювання (протоколі подій). В клітинах табл. 3 символом «—» позначено факт відсутності АР, а у разі його виникнення вказано час (від початку модельованого процесу) та місце (зазначається назва ЛЕП) виявлення лише першого (за часом) ЕЦХ (з плином часу ЕЦХ виявляється і на інших ЛЕП). Інформацію щодо АР за різних збурень режиму наведено як для випадку відновлення блоків ТЕС, так і для випадків введення РДГ з різними значеннями сталих інерцій. Результати, отримані за різних збурень режиму для випадку введення блоків ТЕС, використовуються для порівняння з результатами, отриманими у разі введення РДГ.

Таблиця 3

Сценарії моделювання (ЛЕП 750 кВ Вінницька – Західноукраїнська вимкнено)					
№ ХЗР	Характеристика збурення режиму (ХЗР)	Час та місце (за назвою ЛЕП) виявлення ЕЦХ			
		Введено блоки ТЕС, $T_{ЛТЕС} = 7,1 \text{ с}$	Введено РДГ, $T_{РДГ} = 6,0 \text{ с}$	Введено РДГ, $T_{РДГ} = 3,0 \text{ с}$	Введено РДГ, $T_{РДГ} = 1,5 \text{ с}$
1	Вимкнення ЛЕП 901-902 (Рівне-РАЕС)	—	—	—	—
2	3-ф.КЗ на ЛЕП 901-902, $\Delta t_{КЗ} = 0,08 \text{ с}$, без АПВ	2,90 с (Шепетівка- Житомир)	—	—	—
3	3-ф.КЗ на ЛЕП 901-902, $\Delta t_{КЗ} = 0,12 \text{ с}$, без АПВ	2,38 с (Шепетівка - Житомир)	—	—	—
4	3-ф.КЗ на ЛЕП 901-902, $\Delta t_{КЗ} = 0,08 \text{ с}$, неуспішне АПВ	1,87 с (Шепетівка- Житомир)	—	—	—
5	3-ф.КЗ на ЛЕП 901-902, $\Delta t_{КЗ} = 0,12 \text{ с}$, неуспішне АПВ	1,41 с (Шепетівка- Житомир)	—	—	2,40 с (Шепетівка- Житомир)
6	3-ф.КЗ на ЛЕП 901-902, $\Delta t_{КЗ} = 0,20 \text{ с}$, неуспішне АПВ	0,85 с (Рівне-РАЕС)	1,09 с (Шепетівка- Житомир)	1,07 с (Шепетівка- Житомир)	1,07 с (Шепетівка- Житомир)
7	3-ф.КЗ на ЛЕП 901-902, $\Delta t_{КЗ} = 0,12 \text{ с}$, успішне АПВ	—	—	—	—

Проаналізуємо спочатку вплив збурення режиму (згідно з ХЗР, наведеними в табл. 3) на виникнення АР для випадку, коли введено (відновлено) блоки трьох ТЕС (результуюча стала інерції ТГ цих ТЕС становить $T_{ЛТЕС} = 7,1 \text{ с}$). Збурення режиму у вигляді вимкнення ЛЕП 901-902 (РАЕС – Рівне) не призводить до виникнення АР в системотвірній ЕМ (не виявлено ЕЦХ), але зі збільшенням інтенсивності збурення (наприклад, у вигляді 3-ф.КЗ, зі збільшенням його тривалості) зменшується час виникнення АР, тобто АР виникає раніше. Цей очевидний наслідок підтверджується порівнянням результатів, отриманих, наприклад, для випадків, описаних ХЗР №2 та ХЗР №3, які проілюстровано відповідно на рис. 2 та 3, де показано зміну різниці кутів напруги ($\Delta U_{п-к}$) на шинах ПС 330 кВ Шепетівка (803) та Житомир (712) з виникненням АР (у нижньому та верхньому «віконцях» форми графічного інтерфейсу зазначено відповідно мінімальне та максимальне значення такої різниці кутів, що стосуються усього часового інтервалу моделювання).



Рис. 2

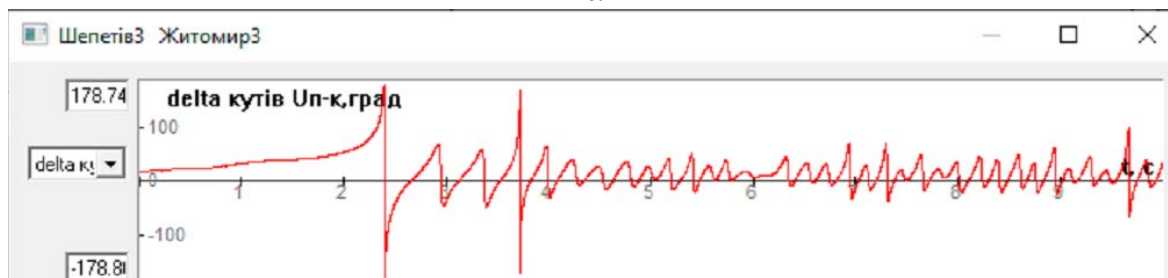


Рис. 3

Внаслідок порівняння результатів, отриманих моделюванням неуспішного АПВ згідно з ХЗР №5, з результатами, одержаними за відсутності АПВ (ХЗР №3), підтверджується той факт, що під час вмикання ЛЕП без усунення 3-ф.КЗ відбувається додаткове збурення режиму, тому АР виникає швидше у випадку неуспішного АПВ (час виявлення ЕЦК становить 1,41 с) ніж за відсутності АПВ, коли час виявлення ЕЦК становить 2,38 с.

На рис. 4 та 5, що відповідають ХЗР № 5, показано фрагмент протоколу подій (з виявленням ЕЦХ) та зміну у часі різниці кутів векторів напруги (*delta* кутів $U_{п-к}$) на шинах приєднання ЛЕП 803-712, тобто на шинах 330 кВ ПС Шепетівка (803 – початок ЛЕП) та ПС Житомир (712 – кінець ЛЕП).

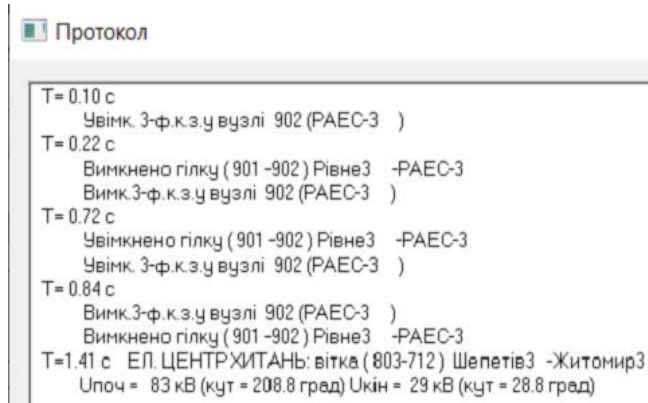


Рис. 4

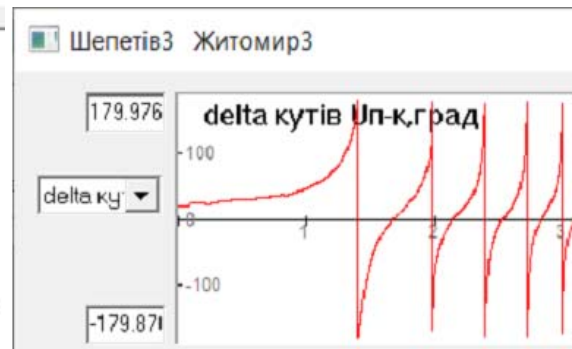


Рис. 5

У разі успішного АПВ (ХЗР №7), на відміну від неуспішного, АР не виникає, що видно із парного порівняння результатів, отриманих, наприклад, для випадків ХЗР №5 та №7.

Розглянемо результати моделювання, отримані у випадках введення РДГ замість потужностей зазначених енергоблоків ТЕС. Як видно з табл. 3, під час моделювання груп РДГ *еквівалентними СГ*, приєднаними до 22 шин ПС номінальної напруги 110 кВ, у більшості випадків (відповідно до ХЗР) АР не виникає (на відміну від введення блоків ТЕС) навіть у разі зменшення сталих інерції РДГ. Для ілюстрації на рис. 6 та 7 відповідно показано фрагмент протоколу подій та зміну у часі різниці кутів векторів напруги на шинах приєднання ЛЕП 803-712 (Шепетівка-Житомир) для випадку ХЗР № 5 та сталих інерції РДГ $T_{РДГ} = 3,0$ с.



Рис. 6

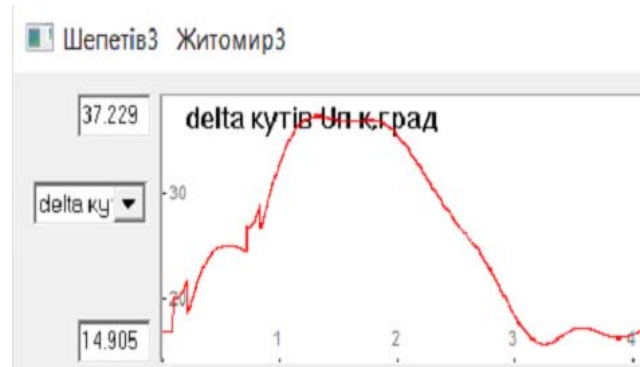


Рис. 7

Якщо для половини РДГ (11 *еквівалентних СГ*) залишити значення $T_{РДГ} = 3,0$ с, а для решти взяти $T_{РДГ} = 0,1$ с (значення сталої інерції усіх РДГ становитиме 1,55 с), то ЕЦХ виявляється о 1,68 с на цій же ЛЕП 330 кВ Шепетівка-Житомир, тобто пізніше ніж у разі введення енергоблоків ТЕС (значення сталої інерції введених ТГ ТЕС становить 7,1 с).

За тих же умов (ХЗР № 5), але у разі зміни для усіх РДГ значень сталої інерції на $T_{РДГ} = 1,5$ с, ЕЦХ виявляється на 2,40 с модельованого процесу, що видно на рис. 8, де крім різниці кутів векторів напруги на шинах приєднання ЛЕП Шепетівка-Житомир також показано зміну у часі струму та потоку активної потужності цієї ЛЕП.

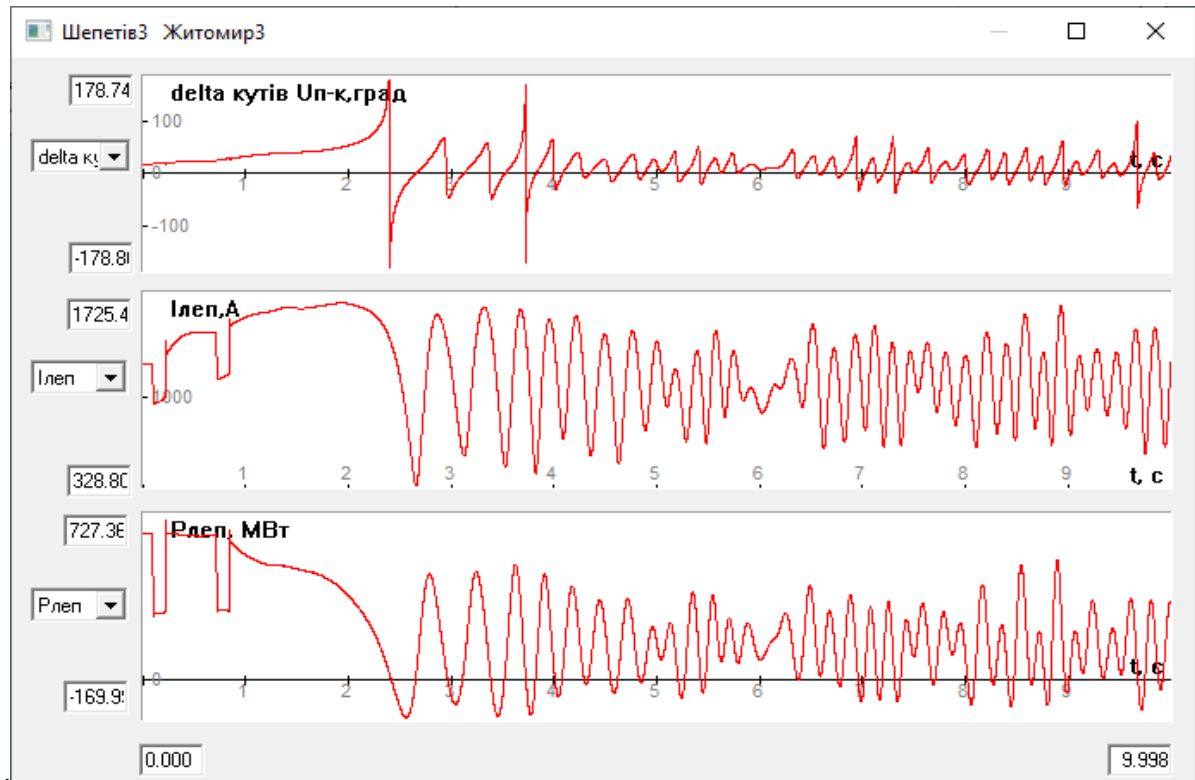


Рис. 8

Розглянемо результати моделювання електромеханічних перехідних процесів в ОЕС України, зумовлених значно інтенсивнішим аварійним збуренням режиму – згідно з ХЗР № 6. У разі введення енергоблоків ТЕЦ, на відміну від вже розглянутих випадків, АР виникає раніше: ЕЦХ було виявлено о 0,85 с, але не на ЛЕП Шепетівка-Житомир, як це було за розглянутих ХЗР, а на ЛЕП 330 кВ Рівне-РАЕС (901-902). У випадках же введення РДГ виникає АР, на час виникнення якого вже не має визначального впливу зміна значень сталих інерції РДГ (час виявлення ЕЦХ на ЛЕП Шепетівка-Житомир в усіх випадках залишається, практично, незмінним). Зазначені результати є свідченням того, що для модельованих структурно-режимних умов збурення згідно з ХЗР № 6 є збуренням *надкритичної інтенсивності* [2], що має домінуючий вплив на протікання електромеханічних перехідних процесів в ЕЕС. На рис. 9 та 10, що відповідають ХЗР № 6 та $T_{JDГ} = 3,0$ с, показано фрагмент протоколу подій (з виявленням о 1,07 с ЕЦХ) та зміну у часі різниці кутів векторів напруги (*delta* кутів Уп-к) на шинах приєднання ЛЕП 330 кВ Шепетівка-Житомир (803-712).

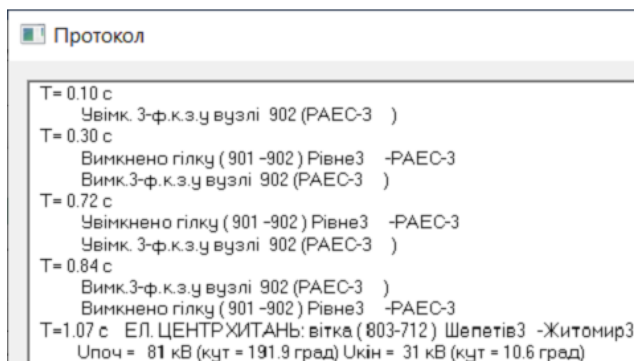


Рис. 9

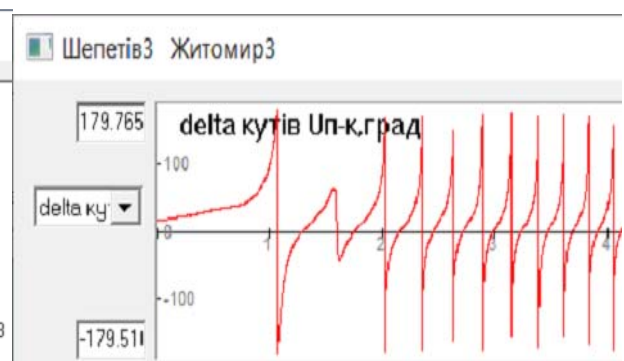


Рис. 10

Висновки. Результати експериментально-модельних досліджень отримано за умов значної невизначеності, насамперед щодо РДГ (їхніх видів, типів, характеристик, розміщення та іншого), з

використання певних припущень та узагальнень, тому вони мають *оцінний* характер і стосуються випадків, коли замість частини втрачених генеруючих потужностей ТЕС буде введено РДГ, які за *інерційним відгуком* «підтягуються» до регульованих СГ.

Із результатів моделювання аварійних електромеханічних перехідних процесів в ОЕС України та аналізу зміни параметрів, на які реагують пристрої АЛАР, впливає, що введення в розподільні ЕМ РДГ замість частини втрачених генеруючих потужностей ТЕС не сприяє виникненню АР внаслідок аварійних збурень режиму в системотвірній ЕМ. Деякий вплив на протікання електромеханічних перехідних процесів в конкретній частині системотвірної ЕМ ОЕС України має розташування в ЕМ груп РДГ з відповідними сталими інерції, що може свідчити про «територіальний» розподіл інерції.

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», КПКВК-6541230).

1. Проект Плану відновлення України. Матеріали робочої групи «Енергетична безпека». Липень 2022. URL: <https://www.kmu.gov.ua/storage/app/sites/1/recoveryrada/ua/energy-security.pdf> (дата звернення 05.06.2024).
2. Буткевич О.Ф., Гурєєва Т.М., Юнєєва Н.Т. Структурні зміни енергосистем та відповідні зміни їхніх динамічних властивостей. *Техн. електродинаміка*. 2023. № 6. С. 54–64. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.06.054>.
3. He L., Liu C.C., Pitto A., Cirio D. Distance protection of AC grid with HVDC-connected offshore wind generators. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2014. Vol. 29. No 2. Pp. 493–501. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2013.2271761>.
4. Atwa Y.M., El-Saadany E.F. Reliability Evaluation for Distribution System with Renewable Distributed Generation during Islanded Mode of Operation. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2009. Vol. 24. No 2. Pp. 572– 581. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2009.2016458>.
5. Надійність та безпека в енергетиці коштують \$15 млрд – оцінка «Укренерго». URL: <https://thepage.ua/ua/economy/yak-maye-zminitis-energosisistema-ukrayini-ocinka-ukrenergo> (дата звернення 05.06.2024).
6. Андерсон П., Фуад А. Управление энергосистемами и устойчивость. М.: Энергия, 1980. 568 с.
7. Muljadi E., Zhang Y.C., Gevorgian V., Kosterev D. Understanding dynamic model validation of a wind turbine generator and a wind power plant. *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Milwaukee, WI, USA, 18–22 September 2016. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2016.7855542>.
8. Газотурбінні установки для енергетики. ДП «Науково-виробничий комплекс газотурбобудування «Зоря»-«Машпроект». 17 с. URL: <https://www.iec-expo.com.ua/download/2023/kongres/13.45.pdf> (дата звернення 05.06.2024).
9. Tan B., Zhao J., Netto M., Krishnan V., Terzija V., Zhang Y. Power System Inertia Estimation: Review of Methods and the Impacts of Converter-Interfaced Generations. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2022. Vol. 134. 13 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.107362>.
10. Dimoulias S.C., Kontis E.O., Papagiannis G.K. Inertia Estimation of Synchronous Devices: Review of Available Techniques and Comparative Assessment of Conventional Measurement-Based Approaches. *Energies*. 2022. Vol. 15(20). Article no 7767. 30 p. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15207767>.
11. Буткевич О.Ф., Гурєєва Т.М., Чижевський В.В., Юнєєва Н.Т. Про деякі впливи складу генеруючих потужностей на динамічні властивості енергосистем. *Техн. електродинаміка*. 2022. № 6. С. 42–51. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.06.042>.

EXPERIMENTAL AND MODEL STUDIES OF THE DISTRIBUTED GENERATION INFLUENCE ON THE ASYNCHRONOUS MODES EMERGENCE IN THE INTERCONNECTED POWER SYSTEM OF UKRAINE

O.F. Butkevych^{1,2}, T.M. Hurieieva¹, N.T. Yunieieva¹, A.R. Slobodian²

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

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

The results of experimental and modeling studies of the distributed generation sources (DG) influence on the occurrence in the Interconnected Power System (IPS) of Ukraine asynchronous modes (AM) caused by accidents in its main

electrical network are presented. According to simulation scenarios it was assumed that the DG power was introduced into electrical distribution networks instead of the power units of thermal power plants of the IPS of Ukraine which were destroyed as a result of missile attacks by the Russians. In the absence of information about DGs, certain generalizations and assumptions are made regarding the possibility of DG groups modeling of in the form of turbine generators with different inertia constants. Various scenarios of the accidents occurrence and the functioning of relay protection and anti-emergency automation devices were considered. Conducted studies results show that the DG introduction into distribution electrical networks does not contribute to the AM occurrence in the main electrical network of the IPS of Ukraine. References 11, figures 10, tables 3.

Key words: Interconnected Power System of Ukraine, distributed generation, inertia constant, model, accident, power system asynchronous mode.

1. Project of the Recovery Plan of Ukraine. Materials of the "Energy Security" working group. July 2022. URL: <https://www.kmu.gov.ua/storage/app/sites/1/recoveryrada/ua/energy-security.pdf> (Ukr) (accessed 05.06.2024).
2. Butkevych O.F., Hurieieva T.M., Yunieieva N.T. Structural changes of power systems and corresponding changes of their dynamic properties. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2023. No 6. Pp. 54–64. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.06.054>. (Ukr).
3. He L., Liu C.C., Pitto A., Cirio D. Distance protection of AC grid with HVDC-connected offshore wind generators. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2014. Vol. 29. No 2. Pp. 493–501. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2013.2271761>.
4. Atwa Y.M., El-Saadany E.F. Reliability Evaluation for Distribution System with Renewable Distributed Generation during Islanded Mode of Operation. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2009. Vol. 24. No 2. Pp. 572–581. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2009.2016458>.
5. Reliability and safety in the energy sector cost \$15 billion - Ukrenergo estimate. URL: <https://thepage.ua/ua/economy/yak-maye-zminitis-energosisistema-ukrayini-ocinka-ukrenergo> (Ukr) (accessed 05.06.2024).
6. Anderson P., Fouad A. Power system control and stability. Moskva: Energiia, 1980. 568 p. (Rus)
7. Muljadi E., Zhang Y.C., Gevorgian V., Kosterev D. Understanding dynamic model validation of a wind turbine generator and a wind power plant. *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Milwaukee, WI, USA, 18–22 September 2016. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2016.7855542>.
8. Gas turbine installations for the power industry. SE "Zorya"- "Mashproekt" gas-turbobuilding research and production complex". 17 p. URL: <https://www.iec-expo.com.ua/download/2023/kongres/13.45.pdf> (Ukr) (accessed 05.06.2024).
9. Tan B., Zhao J., Netto M., Krishnan V., Terzija V., Zhang Y. Power System Inertia Estimation: Review of Methods and the Impacts of Converter-Interfaced Generations. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2022. Vol. 134. 13 p. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2021.107362>.
10. Dimoulias S.C., Kontis E.O., Papagiannis G.K. Inertia Estimation of Synchronous Devices: Review of Available Techniques and Comparative Assessment of Conventional Measurement-Based Approaches. *Energies*. 2022. Vol. 15(20). Article no 7767. 30 p. DOI: <https://doi.org/10.3390/en15207767>.
11. Butkevych O.F., Hurieieva T.M., Chyzhevskiy V.V., 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. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.06.042> (Ukr).

Надійшла 15.06.2024
Остаточний варіант 03.09.2024

ВИЗНАЧЕННЯ ВЕЛИЧИНИ ЄМНОСТІ СИСТЕМИ ПРОВІД-ІЗОЛЯТОР-ШТИР В ПОВІТРЯНИХ ЛІНІЯХ НАПРУГОЮ 6-10 кВ ДЛЯ ОЦІНКИ МОЖЛИВОСТІ РАННЬОЇ ДІАГНОСТИКИ СТАНУ ІЗОЛЯЦІЇ

Р.О. Буйний^{*}, канд. техн. наук, В.М. Безручко^{**}, канд. техн. наук, А.Ю. Строгий^{***}
Національний університет «Чернігівська політехніка»,
вул. Шевченка, 95, Чернігів, 14035, Україна.
E-mail: buinyiroman@gmail.com.

Проаналізовано негативний вплив однофазних замикань на землю в мережах з ізолюваною нейтраллю, що виникають через пробій штирової ізоляції повітряних ліній 6-10 кВ. Запропоновано концепцію раннього виявлення пошкоджень штирових ізоляторів, що базується на вимірюванні зміни струму витоку через ізолятори, викликаного зміною ємності системи «провід-ізолятор-штир». Для цього введено імітаційне моделювання системи. У програмному пакеті AutoCAD створено геометричну модель ізолятора марки ШФ-20Г з урахуванням конструктивних особливостей кріплення проводу. Вона дала можливість оцінити електричну ємність системи «провід-ізолятор-штир» у програмному пакеті Comsol Multiphysics 5.6 на базі розподілу електричного поля. Проаналізовано залежність отриманої електричної ємності ізоляторів марки ШФ-20Г від діелектричної проникності матеріалу ізолятора, діаметрів і марок проводів, що використовуються на лініях 6-10 кВ, та варіантів в'язки проводу. Отримано чисельні значення ємності системи «провід-ізолятор-штир» для різних варіантів конфігурацій. Показано, що стан матеріалу ізолятора має вирішальний вплив на ємність системи. Бібл. 11, рис. 2, табл. 2.

Ключові слова: замикання на землю, ізолятор, ємність, повітряна лінія, ізолювана нейтраль.

Вступ. В Україні електричні мережі напругою 6-10 кВ працюють в режимі ізолюваної нейтралі, що дає змогу здійснювати достатньо надійне електропостачання споживачів навіть під час однофазних замикань на землю (ОЗЗ) в електричній мережі. Найбільшу протяжність мають повітряні лінії (ПЛ) електропередавання, через пошкодження яких відбувається значна кількість ОЗЗ, в основному через дефекти штирової ізоляції та її забруднення. Менша кількість пошкоджень припадає на обриви проводу та обриви в'язки проводу до ізолятора. В даний час пошкодження на таких ПЛ виявляються шляхом аналізу електромагнітного поля вздовж траси повітряної лінії. Для цього оперативно-виїзна бригада операторів систем розподілу витрачає дуже багато часу [1], особливо на пошук пошкоджень штирової ізоляції, які не піддаються «візуальній» діагностиці.

У роботах [2, 3] авторами було запропоновано систему ідентифікації місця виникнення ОЗЗ, яка дає можливість відстежити ОЗЗ з точністю до опори та, як наслідок, підвищити надійність електропостачання споживачів. Проте така система дає змогу виявляти пошкодження на стадії, коли ОЗЗ вже виникло, і мережа перейшла в ненормальний режим роботи, за якого дві непошкоджені фази можуть знаходитися під лінійною напругою. Такий ненормальний режим може призвести до утворення замикання на іншій фазі та переходу ОЗЗ у міжфазне коротке замикання із подальшим відключенням як мінімум одного фідера. Підвищенню надійності саме таких електричних мереж присвячено багато робіт, зокрема [4–6], які направлено на боротьбу із наслідками, а не із їхньою причиною.

Тому було б доцільно розробити підходи щодо виявлення не самих ОЗЗ, а дефектів, які до них призводять, на ранніх стадіях розвитку [7]. Такі підходи повинні мати математичне обґрунтування можливості їхньої реалізації та експериментальне підтвердження результатів.

Для обґрунтування можливості виявлення дефектів штирової ізоляції ПЛ 6-10 кВ на ранніх стадіях необхідно створити модель самого штирового ізолятора, яка дасть змогу виконати математичне моделювання процесів розвитку дефектів із подальшим утворенням ОЗЗ.

© Буйний Р.О., Безручко В.М., Строгий А.Ю., 2024

ORCID ID: * <https://orcid.org/0000-0002-5432-2924>; ** <https://orcid.org/0000-0002-3705-8543>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-4481-8803>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

Метою роботи є дослідження впливу конструктивних параметрів штирової ізоляції повітряних ліній напругою 6-10 кВ в мережах з ізолюваною нейтраллю на ємність системи «провід-ізолятор-штир» для подальшого виявлення дефектів на ранніх стадіях їхнього розвитку.

Основні матеріали дослідження. Зазвичай під час дослідження властивостей ізоляції використовують універсальну схему заміщення (математичну модель), яка враховує наступні фізичні складові ізоляції: геометричну та абсорбційну ємності, абсорбційний та омичний опори струму [8]. Проте така схема не дає можливості розрахувати (виявити) появу пошкоджень в ізоляції на ранніх стадіях. Пошук моделей штирової ізоляції на теренах інтернету не призвів до позитивного результату, але було знайдено моделі для розрахунку гірлянд підвісних ізоляторів [9, 10]. Також одним із факторів, підбурюючих до самостійного створення моделі штирового ізолятора, є відсутність у довідникових джерелах та у виробників даного типу ізоляторів інформації щодо величини будь-якої із компонентів електричної ємності.

Задача створення математичної моделі ізолятора є складною і потребує нетривіальних рішень. В даний час для вирішення подібних задач може використовуватися імітаційне моделювання методом скінчених елементів, наприклад, із використанням програмного пакету Comsol Multiphysics 5.6, що дає змогу розраховувати фізичні процеси в складних просторових конфігураціях [11].

Для цього у програмному пакеті AutoCAD створено імітаційну 3D-модель (просторову) штирового ізолятора типу ШФ-20Г з урахуванням його паспортних геометричних розмірів та матеріалу.

В Україні в електричних мережах 6-10 кВ використовується два варіанти кріплення проводу до штирового ізолятора (марки ШФ-20Г): 1) «в'язка на головку»; 2) «в'язка на шийку» ізолятора. У випадку «в'язки на шийку» ізолятора виконують додаткову підмотку на фазні проводи підмотувальним дротом діаметром 2,8-3,8 мм. Загальна довжина підмотки з в'язкою не повинна перевищувати двох діаметрів шийки ізолятора. Згідно паспортних даних діаметр шийки ізолятора марки ШФ-20Г становить 80 мм, що вказує на те, що загальна довжина підмотки не може бути більше ніж 160 мм.

Для аналізу розподілу електричного поля у системі «провід-ізолятор-штир» за зазначених вище особливостях у програмному пакеті AutoCAD створено імітаційну 3D-модель такої системи. Модель враховує різні марки проводів на ПЛ 6-10 кВ, що зустрічаються в експлуатації (АС-35/6,2; АС-50/8, АС-70/11), можливі в'язки проводу («на головку», «на шийку») та можливі діаметри підмотувального в'язального дроту (2,8 мм та 3,8 мм). В імітаційній моделі системи прийняте обмеження: довжина проводу і довжина штиря дорівнюють 250 мм.

Просторову конфігурацію ізолятора ШФ-20Г з різними видами в'язки зображено на рис. 1, а, б, а штирові ізолятори розміщуються на металевій траверсі (рис. 1, в), де 1 – провід, 2 – штировий ізолятор, 3 – штир, 4 – траверса, 5 – стійка опори.

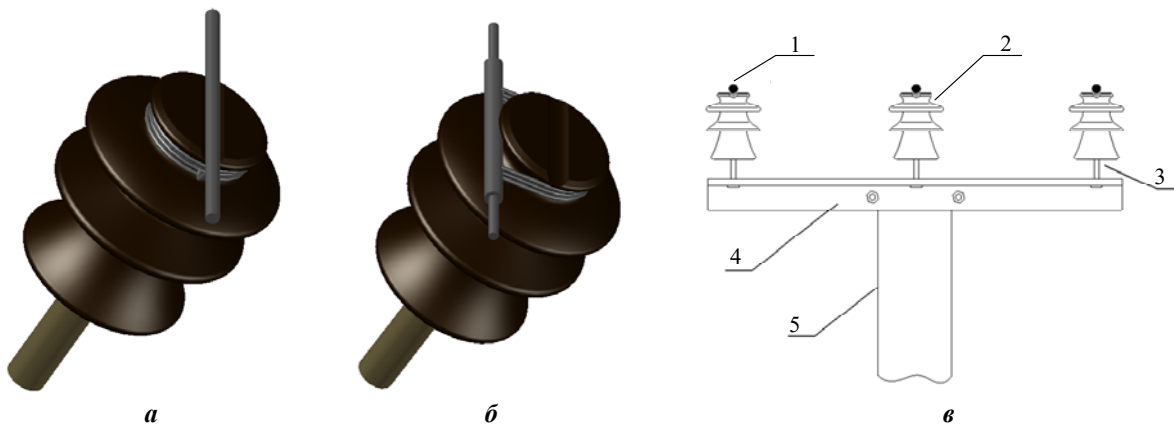


Рис. 1

Для чисельних розрахунків геометричної ємності системи «провід-ізолятор-штир» в Comsol Multiphysics 5.6 завантажено вищеповану імітаційну 3D-модель такої системи (рис. 2).

На рис. 2 показано розподіл потенціалу електричного поля навколо та всередині системи «провід-ізолятор-штир» для варіантів в'язки проводу «на головку» та «на шийку» з проводом марки АС-70/11 за діаметра підмотувального дроту 2,8 мм та діелектричної проникності фарфору – 5. Використовуючи отримані дані у пакеті Comsol Multiphysics 5.6, розраховано чисельне значення геометричної електричної ємності системи «провід-ізолятор-штир» для усіх можливих конфігурацій.

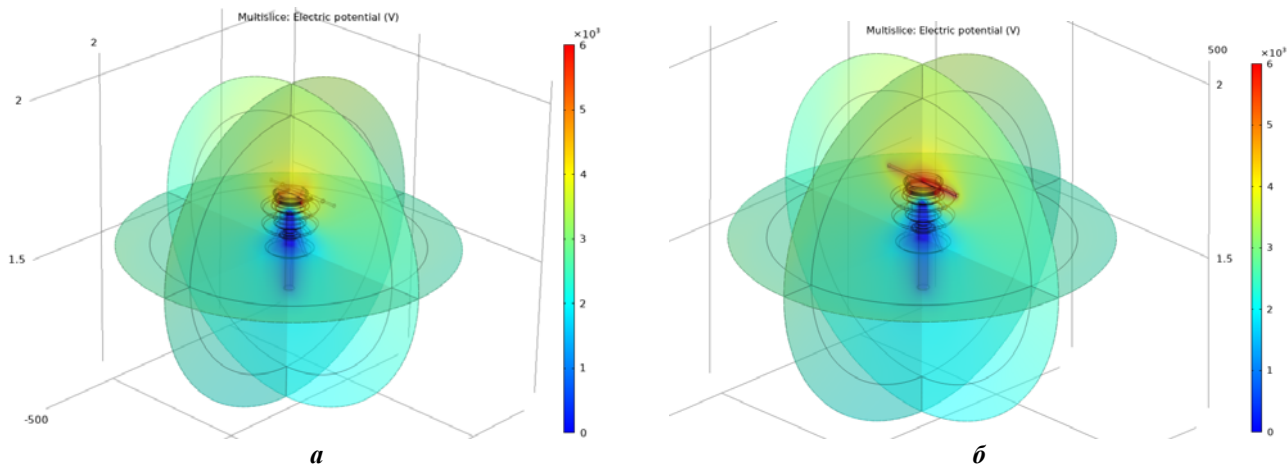


Рис. 2

Через відсутність даних від виробника ізоляції про діелектричну проникність фарфору під час розрахунків аналізувався фарфор в діапазоні діелектричних проникностей від 5 до 7 [8].

Отримані у програмному пакеті Comsol Multiphysics 5.6 значення геометричної електричної ємності для визначених вище конфігурацій системи «провід-ізолятор-штир» для варіантів в'язки проводу «на головку» та «на шийку» зведені до табл. 1 та табл. 2 відповідно.

Таблиця 1

Діелектрична проникність ε_0	Електрична ємність системи "провід-ізолятор-штир", пФ варіант в'язки проводу «на головку»					
	АС-35/6,2		АС-50/8		АС-70/11	
	з підмотувальним дротом діаметром $\Delta_{\text{п}}$, мм					
	2,8	3,8	2,8	3,8	2,8	3,8
5	8,0122	8,1475	8,0574	8,1850	8,1175	8,2385
7	9,8857	10,028	9,9302	10,068	9,9940	10,125

Таблиця 2

Діелектрична проникність ε_0	Електрична ємність системи "провід-ізолятор-штир", пФ варіант в'язки проводу «на шийку»					
	АС-35/6,2		АС-50/8		АС-70/11	
	з підмотувальним дротом діаметром $\Delta_{\text{п}}$, мм					
	2,8	3,8	2,8	3,8	2,8	3,8
5	7,9438	8,1812	8,0236	8,2578	8,1420	8,3741
7	9,6020	9,8917	9,6977	9,9860	9,8427	10,135

З табл. 1–2 видно, що зі збільшенням діаметра підмотувального дроту з 2,8 мм до 3,8 мм ємність системи «провід-ізолятор-штир» у варіанті в'язки «на головку» буде в середньому збільшуватися на 1,48%, а у варіанті в'язки «на шийку» – на 2,95%. Це вказує на те, що діаметр підмотувального дроту майже не впливає на ємність системи «провід-ізолятор-штир». Зі збільшенням діелектричної проникності матеріалу ізоляції з 5 до 7 ємність системи «провід-ізолятор-штир» буде збільшуватися на 23,1% для варіанту в'язки «на головку» та на 20,9% для варіанту в'язки «на шийку».

У випадку появи дефектів в середині ізолятора або на його поверхні, а також у випадку його забруднення та зволоження просторова діелектрична проникність ізоляції буде змінюватися, що дає змогу припустити, що ємність системи «провід-ізолятор-штир» буде змінюватися в достатньо широкому діапазоні. Величина ємності викликає зміну струмів витоку через ізоляцію ПЛ, за величиною яких можна виявляти дефекти на ранніх стадіях. Дану зміну можна використати для створення системи раннього виявлення дефектів штирової ізоляції. Це дасть можливість уникнути появи більшості

ОЗЗ в мережах з ізольованою нейтраллю та уникнути переходу більшості ОЗЗ у міжфазні короткі замикання та, як наслідок, підвищити надійність електропостачання споживачів.

Експериментальне підтвердження потребує великої кількості статистичної інформації. На даний час виконано тільки частину експериментальних досліджень струмів витоку через ізолятори марки ШФ-20Г, які мають різного роду дефекти та забруднення. Такі дослідження вказують на те, що ємність системи «провід-ізолятор-штир» з пошкодженням та забрудненням збільшується у 3-6 разів, а струм витоку через ізоляцію – від 5 до 12 разів, що обумовлено, зокрема, і зміною поверхневої активної провідності.

DETERMINATION OF THE CAPACITANCE VALUE OF THE CONDUCTOR-INSULATOR-PIN SYSTEM IN 6-10 kV OVERHEAD POWER LINES TO ASSESS THE FEASIBILITY OF EARLY DIAGNOSTICS OF THE INSULATION CONDITION

R.O. Buinyi, V.M. Bezruchko, A.Yu. Strogii
Chernihiv Politechnic National University,
str. Shevchenka, 95, Chernihiv, 14035, Ukraine.
E-mail: buinyroman@gmail.com.

The negative influence of single-phase-to-ground faults in networks with an isolated neutral, resulting from a breakdown of pin insulation, is analyzed. A concept for early detection of damage to pin insulators is proposed, based on measuring changes in leakage current through the insulators caused by changes in the capacitance of the “pin-insulator-wire” system. For this purpose, a simulation of the system was done. A model of the geometric dimensions of the insulator is created with taking into account the design features of the installation of the line wire in the AutoCAD software package and the distribution of the electric field is simulated in the Comsol Multiphysics 5.6 package, which makes it possible to estimate the electrical capacitance. The dependence of the calculated electrical capacitance of ShF-20G insulators on the dielectric constant, diameters and grades of wires used on 6-10 kV overhead power lines and options for wire bundles is considered. Numerical values of the capacitance of the “pin-insulator-wire” system were obtained for different configuration options. It has been shown that the state of the insulator material has a decisive influence on the capacity of the system. References 11, figures 2, tables 2.

Key words: earth fault, insulator, capacitance, overhead line, isolated neutral.

1. Xun J., Yue Zh., Wenlong M., Jianzhong W. Feasible operation region of an electricity distribution network. *Applied Energy*. 2023. Vol. 331:120419. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2022.120419>.
2. Bezruchko V., Buinyi R., Strogii A., Tkach V. Using GSM technologies to identify locations of single-phase ground faults in power networks with an isolated neutral with pin-type insulation. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2018. No 5. Pp. 96-99. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.05.096>. (Ukr)
3. Bezruchko V., Buinyi R., Strogii A., Tkach V. Integration of New Single-Phase-to-Ground Faults Detection Devices into Existing SmartGrid Systems. IEEE 6th International Conference on *Energy Smart Systems*, Kyiv, Ukraine, 17-19 April 2019. Pp. 84-87. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS.2019.8764237>.
4. Bezruchko V., Buinyi R., Dikhtyaruk I., Sereda A. The calculation of the Sectionalizer location in Medium Voltage Distribution Systems to reduction the Expected Energy Not-Supplied to consumer. IEEE 4th KhPI Week on *Advanced Technology*, Kharkiv, Ukraine, 02-206 October 2-23. Pp. 1-4. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312921>.
5. Li Z., Wu W., Tai X., Zhang B. Optimization Model-Based Reliability Assessment for Distribution Networks Considering Detailed Placement of Circuit Breakers and Switches. *IEEE Transactions on Power Systems*. 2020. No 35(5). Pp. 3991-4004. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2020.2981508>.
6. Gay O.V., Tugai Yu. I. The optimal points of sectionalization in distributive networks. *Pratsi instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2011. Vyp. 28. Pp. 10-14. <https://previous.ied.org.ua/ua/publishing/206>. (Ukr)
7. Voufo J., Kenfack J., Tatietsé T. Diagnosis of defects on medium voltage electric energy distribution networks: The case of rural zone's supply. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*. 2013. No 45(1). Pp. 229-234. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2012.08.059>.
8. Arora R. High voltage and electrical insulation engineering. Second edition. New Jersey: *Wiley-IEEE press*, 2022. 488 p. DOI: <https://doi.org/10.1002/9781119568964>.
9. Benguesmia H., M'ziou N., Boubakeur A. Simulation of the potential and electric field distribution on high voltage insulator using the finite element method. *Diagnostyka*. 2018. No 19(2). Pp. 41-52. DOI: <https://doi.org/10.29354/diag/86414>.
10. El-Kishky H., Gorur R. Electric potential and field computation along AC HV insulators. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. 1994. No 1(6). Pp. 982-990. DOI: <https://doi.org/10.1109/94.368665>.
11. Kucheriava I.M. Electric field enhancement in polyethylene cable insulation with defects. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2018. No 2. Pp.11-16. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2018.02.011>.

Надійшла 06.06.2024
Остаточний варіант 05.08.2024

РОЗВИТОК ПРИНЦИПІВ ПОБУДОВИ АПАРАТУРИ ДЛЯ РЕАЛІЗАЦІЇ
МЕТОДУ АМПЕРОСТАТИЧНОЇ КУЛОНОМЕТРІЇ

О.Л. Ламеко^{1*}, канд. техн. наук, А.В. Петренко^{2,3**}, В.Г. Мельник^{2***}, докт. техн. наук,
О.Д. Василенко^{2****}, канд. техн. наук, О.О. Мельников^{3*****}

¹ ДП "Науково-виробничий центр "Енергоімпульс",

пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: nvc@ied.org.ua.

² Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,

e-mail: melnik@ied.org.ua.

³ Державне підприємство "Укрметртестстандарт",

вул. Метрологічна, 4, Київ, 03680, Україна.

Проаналізовано методи амперостатичної кулонометрії і побудова існуючого обладнання для їхнього застосування. Запропоновано новий підхід до побудови кулонометричної системи для національного електрохімічного еталону кількості речовини. Він полягає в об'єднанні засобів виконання основних операцій методу первинної амперостатичної кулонометрії в єдиному апаратно-програмному блоці, що здійснює титрування та автоматизоване управління цим процесом, а також одержання та обробку вимірювальних сигналів, необхідних для цього. Розроблено структурну та функціональну схеми вимірювального блоку прецизійного автоматичного титратора-кулонометра із застосуванням новітньої елементної бази. Наведено зовнішній вигляд і коротко описано створену компактну вимірювальну систему. Описано запропонований алгоритм інверсії вимірюваної напруги, що дало можливість суттєво покращити точність вимірювання струму титрування. Представлено новий варіант медіанної фільтрації вимірювального сигналу, який дав можливість підвищити точність фіксації змін потенціалу розчину і визначення моменту закінчення електрохімічної реакції. Ефективність розроблених технічних рішень підтверджено результатами міжнародних звірень, на які надано посилання. Бібл. 18, рис. 4.

Ключові слова: еталонна база, метрологія, амперостатична кулонометрія, похибка, цифрова фільтрація, титрування.

Вступ. За допомогою електрохімічних методів вимірювання можна отримати різнобічну інформацію про хімічні, біохімічні та фізичні об'єкти. Через це такі методи застосовують як для простого щоденного лабораторного вимірювання у різних галузях промислового виробництва, охорони довкілля, охорони здоров'я, контролю безпечності умов праці, контролю якості харчових продуктів і ліків тощо, так і для складних наукових досліджень. Забезпеченням для вимірювання кількості речовини на найвищому метрологічному рівні займаються Національні метрологічні Інститути. Одним з основних електрохімічних методів вимірювання, що в них застосовують для створення національних еталонів, є амперостатична кулонометрія (або кулонометрія з постійним струмом) [1-12].

Амперостатична кулонометрія – це прямий метод, який використовується для визначення кількості речовини, присутньої в досліджуваному розчині у вимірювальній комірці, шляхом пропускання через розчин електричного струму задля здійснення електрохімічної реакції за участю цієї речовини. Кількість досліджуваної речовини визначається кількістю електрики, яку необхідно витратити для повного, наближеного до 100 %, завершення вказаної реакції [5, 6]. В основі методу лежить закон електролізу Фарадея

© Ламеко О.Л., Петренко А.В., Мельник В.Г., Василенко О.Д., Мельников О.О., 2024
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0003-4427-2318>; ** <https://orcid.org/0000-0003-2418-1363>;
*** <https://orcid.org/0000-0002-4470-4339>; **** <https://orcid.org/0000-0002-1043-9426>;
***** <https://orcid.org/0009-0006-1675-1812>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

$$W = \frac{I \times t}{\frac{m}{M} F \times n}, \quad (1)$$

де W – масова частка, $\text{кг} \cdot \text{кг}^{-1}$; I – сила струму, А; t – час, с; m – маса, кг; M – Молярна маса, $\text{кг} \cdot \text{моль}^{-1}$; F – стала Фарадея, $\text{Кл} \cdot \text{моль}^{-1}$; n – валентність.

В методі амперостатичної кулонометрії титрування розчину здійснюється пропусканням через нього порцій електрики до досягнення точки еквівалентності ЕР (скорочення від англ. – *equivalent point*). Задля її точної фіксації значення струму в порціях регулюється (поступово зменшується). Для контролю перебігу електрохімічної реакції та визначення ЕР зазвичай використовують метод другої похідної змін потенціалу розчину, що визначається за допомогою індикаторного електроду, або метод Левенберга-Марквардта [3].

Вміст речовини в аналізованому розчині можна визначати напряму (електроактивно) або шляхом електроперетворення відповідного допоміжного реагенту, спеціально внесеного в електрохімічну комірку у достатньо великій концентрації [4]. Це розширює можливості застосування даного методу.

З використанням методу амперостатичної кулонометрії можливо визначити концентрацію широкого спектру хімічних елементів (Be, Mg, Al, Si, Ca, Ti, V, Cr, Mn, Fe, Co, Ni, Cu, Zn, Ga, Ge, As, Y, Zr, Nb, Mo, Pd, Ag, Cd, In, Sb, Te, W, Re, Os, Ir, Pt, Au, Hg, Tl, Pb, Bi, La, Ce, Pr, Nd, Sm, Eu, Th, U, Am, Hs) і сполук (амідосульфатна кислота, бензойна кислота, щавлева кислота, соляна кислота, калій гідрофталат, борна кислота, трис(гідроксиметил)амінометан, натрій карбонат, натрій хлорид, калій хлорид, натрій бромід, калій йодид, натрій пероксид, EDTA, триоксид миш'яку, калій біхромат, амоній церій(IV) нітрат).

Надзвичайно актуальним є метод первинної амперостатичної кулонометрії. Метод первинної амперостатичної кулонометрії – це реалізація методу амперостатичної кулонометрії за умов, максимально наближених до ідеальних (електроперетворення досліджуваної речовини має бути практично 100 %; наявність надійного способу визначення завершення перебігу електрохімічної реакції – чутливий індикаторний електрод і низький вплив завад; точне визначення кількості електрики Q , що пройшла крізь комірку до моменту завершення електрохімічної реакції; відносна випадкова складова похибки – менше 0,025 %). Референтні матеріали, одержані за допомогою цього методу, дають можливість забезпечити простежність результатів послідовних вимірювань в багатьох важливих галузях [7, 8]. Метод забезпечує найкращу відтворюваність результатів вимірювань, близьку до 0,001 % для сполук з чистотою понад 99,9 %, що використовуються для виготовлення референтних матеріалів. Можлива розширена непевність у цьому випадку становить менше 0,01%.

Прикладом застосування референтних матеріалів, одержаних за допомогою метода первинної амперостатичної кулонометрії, може бути низка екологічних програм, що здійснюються під егідою EURAMET в рамках *European Partnership in Metrology (EPM) Green Call Deal*, зокрема, океанографічний проект *Metrology for a consistent measurement of the parameters of the inorganic carbonate system in ocean observation*. Метою цього проекту є забезпечення метрологічної простежності в процесі контролю/вимірювання pH_T (від англ. «*total pH*» – загальне рН), лужності, загального неорганічного вуглецю і вмісту CO_2 в океанічній та морській водах. Перші три досліджувані параметри простежні до методу первинної амперостатичної кулонометрії.

Обладнання для первинної амперостатичної кулонометрії не випускається серійно. Кожна існуюча вимірювальна система представляє собою комплекс приладів, які забезпечують виконання операції даного методу: формування опорної напруги живлення вимірювального кола та регульованого струму у вимірювальній комірці; визначення рН розчину та точного значення струму в ньому; виконання титрування розчину і управління цим процесом; точне визначення кількості електрики, пропущеної через розчин на кожному інтервалі процесу титрування з фіксованим значенням струму. Такі комплекси є унікальними, незважаючи на схожість принципів дії, які реалізують даний метод [9-12]. Вони розробляються окремо для потреб конкретної вимірювальної лабораторії. Важливим є і те, що задля одержання високих метрологічних характеристик, крім відповідного обладнання, експлуатація таких комплексів потребує висококваліфікованого персоналу, якісного допоміжного устаткування і належного приміщення, яке повинно відповідати вимогам щодо чистоти/запиленості, температури і вологості повітря.

Метою роботи є відпрацювання важливих принципів побудови компактного, автоматизованого

вимірювального блоку на основі методу первинної амперостатичної кулонометрії, розробка його структури, нових методів підвищення завадостійкості, точності, автоматизації вимірювальних операцій, що забезпечують досконалість розробки за метрологічними та техніко-економічними характеристиками і дають можливість застосовувати її в прецизійних та еталонних системах.

Загальний підхід до принципів побудови кулонометричної системи та її реалізація.

Науковою задачею роботи є розвиток принципів побудови кулонометричної апаратури. Цей розвиток базується на новому підході до цього питання з урахуванням важливих аспектів таких розробок, які впливають з їхньої комплексності та міждисциплінарного характеру (загальна хімія, електрохімія, електроніка та вимірювання електричних величин, метрологія), а також з сучасних потреб у таких вимірюваннях та вимог до них в умовах нашої країни. Зокрема, для розширення області застосування важливо забезпечити функціональну гнучкість і серійноспроможність приладів, їхню прийнятну вартість, автоматизацію вимірювань та відсутність особливих вимог до експлуатації (спеціальні приміщення, висока кваліфікація персоналу, спеціалізована технічна підтримка складових частин вимірювального комплексу). Вказаний вище підхід до побудови еталонних кулонометричних систем, що згідно наших даних використовують в країнах ЄС, в сучасних умовах, особливо в Україні, не може забезпечити одночасно оптимальність характеристик та економічну ефективність розробок.

Застосований в даній роботі підхід полягає в об'єднанні виконання основних операцій методу амперостатичної кулонометрії в єдиному апаратно-програмному блоці, що включає засоби для титрування і автоматизованого управління цим процесом, а також для виконання функції одержання та обробки вимірювальних сигналів, необхідних для цього. Такий підхід потребував розробки нових принципів побудови вимірювального каналу кулонометричної системи. Основним з них є застосування принципу балансування іонного складу досліджуваного розчину у вимірювальній комірці шляхом титрування до досягнення нейтрального значення рН $\sim 7,0$. В результаті електрохімічної окисно-відновної реакції у водному розчині відбувається нейтралізація іонів досліджуваної речовини, тому концентрації іонів водню і гідроксила у середовищі вимірювальної комірки стають однаковими. В цьому стані співвідношення між концентраціями іонів водню і гідроксила та молекул води є динамічно-рівноважним, що можна відобразити виразом: $n(\text{H}_2\text{O}) \leftrightarrow n(\text{H}^+ + \text{OH}^-)$.

Титрування здійснюється спеціальним електричним вимірювальним колом з автоматичним керуванням, в який включено комірку. Елементи цього кола задають грубо нормований за величиною електричний струм в комірці та контролюють час його протікання. Точне значення струму в комірці вимірюється спеціальною прецизійною схемою. Поточний стан об'єкту регулювання (розчину) визначається безперервним контролем рівня рН. В колі здійснюється автоматичне управління окислювально-відновлюваною реакцією, яка протікає в розчині під дією струму з постійним обліком кількості електричного заряду, що пропущений через розчин на поточний час. Задля досягнення високої точності цього обліку необхідне точне визначення значень струму в кожний момент часу та точна фіксація моменту досягнення нейтрального значення рН. Це вимагає створення в ході розробок відповідних методів підвищення точності засобів отримання та обробки інформативних сигналів. Ще один принцип, якого доцільно притримуватися під час розробки апаратно-програмного блоку, є універсальність вимірювального кола: його базова конфігурація та алгоритми управління ним повинні мати можливість пристосовуватися до реалізації суміжних методів кулонометрії. Це дає змогу легко змінювати функціональність кулонометричної системи і розширяти таким чином область застосування.

В процесі досліджень і розробок, проведених авторами з використанням викладених вище принципів, створено вимірювальну установку для реалізації методу первинної амперостатичної кулонометрії, що є основою національного електрохімічного еталонну кількості речовини в ДП "Укрметртестстандарт". Її фото наведено на рис. 1. Розробка проводилася у співпраці з ІЕД НАН України та НВЦ "Енергоімпульс" ІЕД НАН України.

Кулонометрична установка складається з вимірювального блоку ВПКТ-145 у комплекті з блоком управління та зв'язку БУКТ-145 (титратора-кулометра), горизонтальної кулонометричної комірки, індикаторного комбінованого рН-електрода, платинового робочого (анод) електрода і срібного противоелектрода (катод). Далі розглянемо основні принципи їхньої побудови.

Для створення компактної і економічної вимірювальної апаратури останнім часом отримали широке застосування інтегральні твердотільні електронні компоненти (цифро-аналогові перетворювачі – ЦАП і аналого-цифрові перетворювачі – АЦП). Схеми на цій елементній базі з успіхом працюють і на



Рис. 1

змінному, і на постійному струмі. На їхній основі принципово можливо створити спеціалізовані блоки вимірювального кола з необхідними функціями. Однак вказані компоненти недостатньо точні задля застосування в метрологічній апаратурі (зазвичай відносна похибка не краще $10^{-4} - 10^{-5}$), що обумовлено технологічним рівнем сучасних ЦАП і АЦП. Разом з тим можливі рішення з їхнім використанням [16], які дають змогу отримати дуже високу стабільність функції перетворення (варіації параметрів в межах $10^{-7} - 10^{-6}$ %) на відносно короткому часовому інтервалі (до одиниць годин). Зокрема, це реалізується шляхом розробки

відповідних методів автоматичної самокалібровки, якими можна досягти дуже високої точності вимірювання в частотному діапазоні від постійного струму до сотень герц змінного струму. Також зараз легкодоступні високопродуктивні цифрові компоненти (мікропроцесори), які дають можливість реалізувати досить складні алгоритми обробки даних і керування процесом вимірювання. Використання цієї елементної бази, як буде показано нижче, дає змогу створити компактний і економічний апаратно-програмний блок кулонометричної системи.

Нижче розглядаються нові технічні рішення на основі зазначених вище підходу та принципів, що були застосовані для побудови прецизійного титратора-кулометра. Такий кулометр, реалізований у вигляді готового до використання приладу, здатний замінити кілька одиниць стандартної апаратури, що спростить кулонометричний комплекс і дають можливість підвищити рівень автоматизації вимірювань. Розглянемо структуру та алгоритм роботи розробленого приладу за допомогою функціональної схеми на рис. 2.

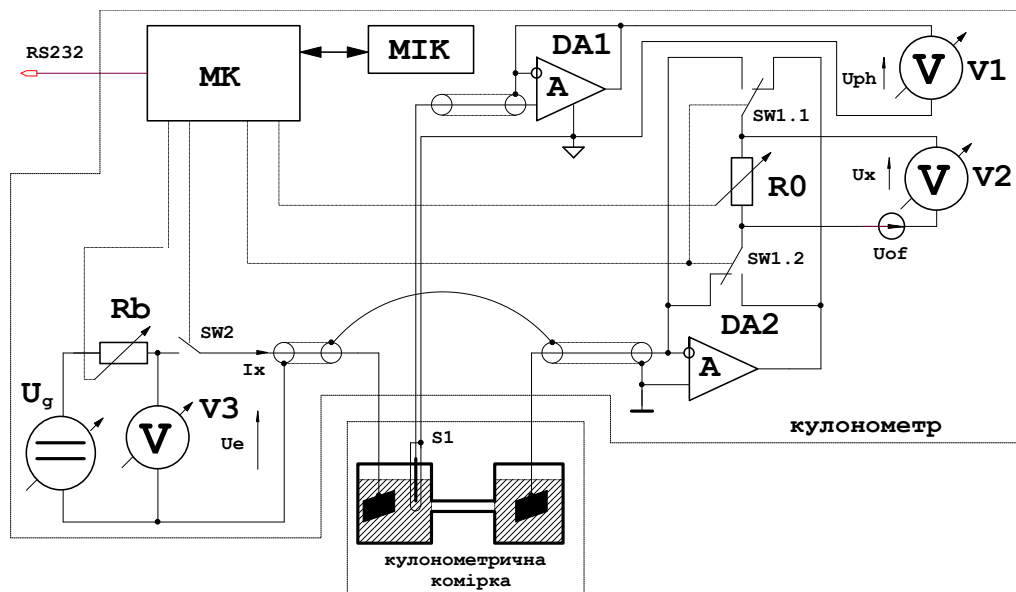


Рис. 2

Титратор-кулометр складається з:

- регульованого генератора U_g напруги постійного струму;

- комутатора SW1;
- розмикача струму SW2;
- вольтметра V1 (АЦП), що призначений для вимірювання напруги рН-селективного сенсора S1;
- вольтметра V2 (АЦП), що призначений для вимірювання падіння напруги на внутрішній зразковій мірі опору R_0 ;
- вольтметра V3 (АЦП), що призначений для вимірювання напруги на електродах кулонометричної комірки;
- внутрішніх еталонних резисторів R_0 ;
- внутрішніх баластних резисторів R_b для задання струму комірки в необхідних межах;
- захисний підсилювач DA2, який забезпечує еквівалентний захист тракту вимірювання струму;
- мікроконтролера МК;
- модуля індикації і клавіатури МІК;
- повторювача напруги захисту DA1 рН-селективного сенсора S1;
- інтерфейса RS-232 (RS-485).

Набір еталонних резисторів R_0 дає можливість точно вимірювати струми титрування в широкому діапазоні від одиниць мікроампер до ампер шляхом визначення падіння напруги на цих резисторах, викликаного струмом через кулонометричну комірку.

Мікроконтролер здійснює перетворення команд, що вводяться з клавіатури кулонометра або з ПК, в сигнали управління модулями і блоками кулонометра, розраховує за відліками з вольтметрів V3, V1 і V2 значення визначених величин, представляє їх на дисплеї кулонометра, а також передає в комп'ютер (ПК) кулонометричної системи виміряні значення: струму титрування (V2); напруги U_e на електродах кулонометричної комірки; напруги U_{ph} , що формується рН-селективним сенсором S1, а також часові мітки для прив'язки до шкали часу отриманих відліків. Взаємодія з ПК здійснюється через інтерфейс RS-232.

Усі складові частини кулонометра розроблено на основі вказаної вище елементної бази та реалізовано у вигляді інтегрованого апаратного блоку, мікроконтролера з розробленим програмним забезпеченням, що дає змогу виконувати операції титрування досліджуваного розчину та обмінюватися даними з комп'ютером кулонометричної системи. Описане рішення дає можливість досягти спрощення цієї системи і підвищення ступеня її автоматизації.

Забезпечення необхідної точності вимірювань.

Розглянемо ще два нових технічних рішення, спрямованих на досягнення мети роботи, що полягають в усуненні двох важливих джерел похибок, які діють під час виконання титрування розчину.

На першому етапі титрування за допомогою регулювання напруги U_g генератора постійного струму і величини баластного опору R_b встановлюється максимальний струм титрування, який викликає відповідне падіння напруги U_e на кулонометричній комірниці (контролюється вольтметром V3). Зазвичай, в кулонометрах робоча напруга лежить в межах 5-25 В. Значення струму титрування I_x розраховується за формулою

$$I_x = \frac{U_x + U_{of}}{R_0} = \frac{U_x}{R_0} + \frac{U_{of}}{R_0}, \quad (2)$$

де U_x – виміряне вольтметром V2 падіння напруги на опорі внутрішнього еталонного резистора R_0 ; U_{of} – напруга зміщення показів вольтметра.

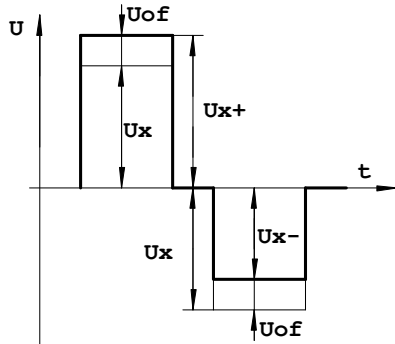


Рис. 3

У формулі (2) присутня похибка U_{of}/R_0 вимірювання струму титрування I_x викликана наявністю паразитних термо-ЕРС в тракці вимірювання (рис. 2). Задля усунення цього джерела похибки розроблено алгоритм інверсії вимірюваної напруги за допомогою комутатора SW1. Як показано на рис. 3, вимірювання падіння напруги на опорі R_0 проводиться в два такти:

- вимірюється падіння напруги U_{x+} , яке є сумою $U_x + U_{of}$ (комутатор SW1 на рис. 1 знаходиться у вихідному стані);
- вимірюється падіння напруги U_{x-} , яке є різницею $U_x - U_{of}$ (комутатор SW1 переключений у протилежний стан).

Далі, вирахувавши напіврізницю виміряних падінь напруг U_{x+} і U_{x-} , знаходимо дійсне значення струму титрування I_x

$$I_x = \frac{U_{x+} - U_{x-}}{2} \cdot \frac{1}{R_0} = \frac{U_x + U_{of} + U_x - U_{of}}{2} \cdot \frac{1}{R_0} = \frac{U_x}{R_0}. \quad (3)$$

Слід зазначити, що часові інтервали вимірювання U_{x+} і U_{x-} строго фіксовані і мають тривалість 0,5 с, а час інверсії напруги становить не більше 25 нс. Таким чином, відносна похибка розрахунку кількості електроенергії за двома тактами вимірювання струму титрування I_x не вище 5×10^{-7} .

Описаний алгоритм компенсації добре працює за наявності статичних паразитних термо-ЕРС. У разі, якщо термо-ЕРС змінюється в процесі вимірювання, з'являється динамічна похибка компенсації. Через те, що час процесу вимірювання становить не більше 1 с, а величина термо-ЕРС, пропорційна різниці температури і швидкості зміни температури навколишнього середовища, низька (десятки хвилин), очевидно, що відносна похибка компенсації динамічної похибки не вище 0,001 (є величиною другого (третього) порядку малості) і нею можна знехтувати. Це джерело похибки таким чином є квазістатичним. Однак, в кулонометрі та поза ним є джерела похибок з широким частотним спектром. Розглянемо засоби боротьби з ними, що запропоновані в цій роботі.

У процесі титрування паралельно з вимірюванням струму титрування I_x також вимірюється кислотність розчину за допомогою рН-селективного сенсора S1. Повторювач напруги DA1 виконує функції узгодження вихідного опору рН-селективного сенсора S1 з вхідним опором вольтметра V1, а також забезпечує екіпотенціальний захист сигнального дроту самого сенсора. Результати вимірювання потенціалу рН-селективного сенсора S1 спотворюються дією шуму та імпульсних завад. Через те, що кислотність розчину носить динамічний характер, призначити класичне усереднення результатів виміру потенціалу рН-селективного сенсора S1 з відкиданням промахів не можна, тому що це приведе до перетитрування.

Інформативним сигналом, що визначає момент закінчення процесу титрування (і, відповідно, закінчення обліку кількості електрики, що витрачена на проходження реакції в досліджуваному розчині), є вихідна напруга рН-селективного сенсора. Точність її вимірювання обмежена рівнем шумів. Очевидно, що задля її підвищення потрібно створити вимірювальну апаратуру, яка за малого рівня корисного інформативного сигналу забезпечує достатню його фільтрацію на фоні завад і шуму, що присутні на виході рН-селективного сенсора у вигляді неінформативних флуктуацій.

Інформативний сигнал у часі є змінною величиною і його зміни можуть бути досить швидкими. Застосування більш широкосмугової або вузькосмугової оптимальної фільтрації може привести, відповідно, або до незадовільного придушення шумів (і, отже, до недостатньої точності вимірювань), або до зростання динамічної похибки вимірювання. Одночасне задоволення вимогам забезпечення мінімальної похибки вимірювань як за динамічних, так і за статичних вимірювальних сигналах, може бути досягнуто застосуванням їхньої нелінійної цифрової фільтрації [13]. Ця фільтрація може також забезпечити захист від імпульсних завад.

Задля досягнення фільтрації з властивостями, близькими до оптимальної, застосовано паралельне включення цифрових нелінійного і лінійного фільтрів. Нелінійний фільтр здійснює кілька функцій: розпізнавання і виключення викидів, розпізнавання і пропуск на вихід швидких змін сигналу та деяку лінійну фільтрацію сигналу з невеликою постійною часу. Як такий може, з деякою доробкою, використовуватися й медіанний фільтр. Його дія пояснюється на рис. 4.

Розроблена процедура медіанної фільтрації включає локальну обробку вхідної послідовності результатів вимірювання в ковзному вікні, яке включає певну кількість відліків сигналу (у нашому випадку три). У кожному положенні вікна (апертури) виділені у ньому відліки ранжируються за зростанням, і середній відлік видається на вихід фільтра. Таким чином, процес фільтрації здійснює заміну значень вихідних відліків медіанними значеннями вхідної послідовності результатів вимірювання. У середині квадратиків цифрою позначається умовна величина сигналу.

На рис. 4 наведено приклад обробки (фільтр з апертурою, що дорівнює трьом) вхідної послідовності результатів вимірювання з імпульсними завадами і шумами. На графіку видно, що медіанний фільтр добре пригнічує шуми та імпульсні зовнішні завади.

У зв'язку з тим, що нелінійність медіанної фільтрації (заміна великих відхилень середніми за рангом у вікні аналізу) призводить до підвищення рівня низькочастотних складових спектру шуму [14], сигнал пропускається додатково через адаптивний нелінійний фільтр. Цей фільтр представляє рекурсивний фільтр першого порядку з ваговими коефіцієнтами, що перебудовуються, за методом максимізації співвідношення сигнал/шум.

Нелінійна цифрова фільтрація

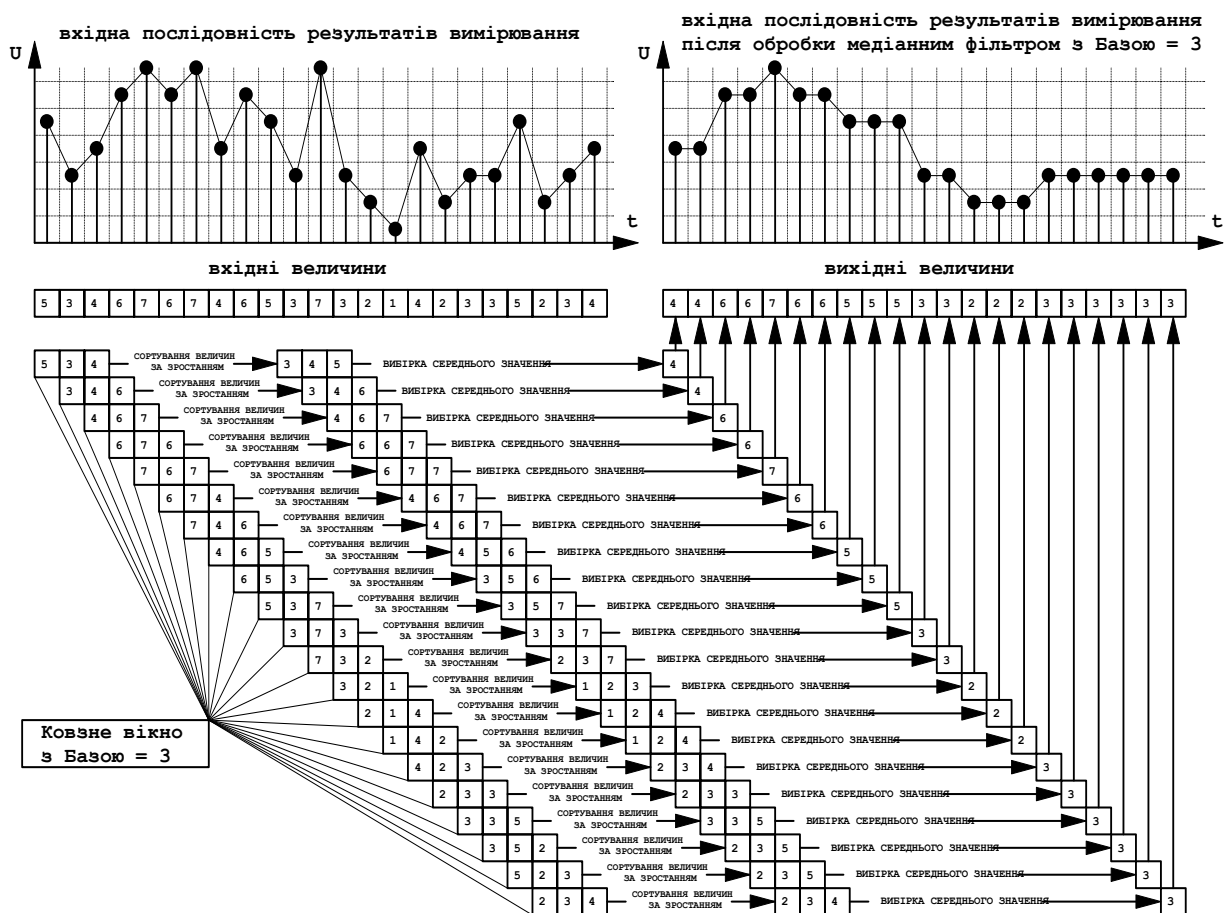


Рис. 4

За малих змін сигналу нелінійна гілка фільтра відключається, цифрова фільтрація здійснюється лінійним рекурсивним фільтром, виконаним у вигляді ковзного вікна [15]. Описаний алгоритм фільтрації сигналу було застосовано у розробленому кулонометрі.

Експериментальні дослідження автоматичного титратора-кулонометра показали, що використання нелінійної цифрової фільтрації (з апертурою рівної п'яти) дає змогу знизити у 3-5 разів вплив завад на результати вимірювання сигналів індикаторного рН-селективного сенсора і одночасно зменшити витрати часу на їхнє отримання. Цим зменшуються динамічні похибки вимірювача у разі швидкої зміни напруги на виході цього сенсора, що можуть виникати під час автоматичного титрування. Таким чином, цифрова нелінійна фільтрація дає можливість автоматизувати обробку результатів у реальному часі та суттєво покращити метрологічні характеристики кулонометричної вимірювальної апаратури. Ця перевага разом із підвищенням ступеню автоматизації комплексу зменшує витрати часу на вимірювання та знижує вимоги до кваліфікації персоналу.

Висновки.

Запропоновано новий підхід до побудови кулонометричної системи для національного електрохімічного еталону кількості речовини. Він полягає в об'єднанні засобів виконання основних операцій методу первинної амперостатичної кулонометрії в єдиному апаратно-програмному блоці, що здійснює титрування і автоматизоване управління цим процесом, а також одержання та обробку вимірювальних сигналів, необхідних для цього. Задля реалізації такого підходу розроблено нові принципи побудови вимірювального каналу кулонометричної системи. Основним з них є застосування автоматичного балансування іонного складу досліджуваного розчину у вимірювальній комірці шляхом титрування до досягнення нейтрального значення рН $\sim 7,0$. Цей процес реалізується мікроконтролером з використанням даних високоточного вимірювання поточного значення рН розчину і реального значення струму в комірці.

Розроблено структуру і функціональну схеми та конструкцію вимірювального блоку

прецизійного титратора-кулометра із застосуванням новітньої елементної бази, що дало можливість створити компактну кулометричну систему задля застосування в національному електрохімічному еталонні кількості речовини.

Алгоритм інверсії вимірюваної напруги надав можливість суттєво покращити точність вимірювання струму титрування.

Цифрове диференціювання дуже чутливе до похибок, викликаних випадковими варіаціями вихідних даних (неінформативні зміни напруги рН-селективного сенсора). Розробка нового варіанту медіанної фільтрації дала можливість застосувати метод другої похідної змін потенціалу розчину для контролю перебігу електрохімічної реакції і визначення точки ЕР.

Створена у співпраці ДП «Укрметртестстандарт», Інституту електродинаміки НАН України та НВЦ «Енергоімпульс» Інституту електродинаміки НАН України кулометрична установка забезпечує якість вимірювання кількості речовини для потреб української промисловості, закладів охорони здоров'я й довкілля, наукових установ на належному рівні, що підтверджено результатами міжнародних звірень [17, 18].

Роботу виконано за рахунок бюджетної теми "Створення державного первинного еталона одиниць масової (молярної) частки (концентрації) компонентів в рідких та твердих речовинах і матеріалах" (31.37.00.10) за напрямом "Виконання науково-дослідних та дослідно-конструкторських робіт зі створення та вдосконалення державних еталонів, утримання та експлуатації державних первинних еталонів, звірення державних первинних еталонів з національними еталонами інших держав і міжнародними еталонами" (КПКВК 1201220) у межах наукової програми "Наукова і науково-технічна діяльність у сфері економічного розвитку, стандартизації, метрології та метрологічної діяльності" в ДП «Укрметртестстандарт», а також бюджетної теми "Розширення функціональних можливостей та підвищення метрологічних характеристик засобів вимірювання в системах моніторингу і діагностування в електроенергетиці" (шифр – "ПАРАМЕТР-Д") (КПКВК 6541030).

Заява про авторський внесок.

О.Л. Ламеко: концептуалізація досліджень, розробка технічних рішень, одержання експериментальних даних, впорядкування даних, формальний аналіз, залучення фінансування, методологія експерименту, перевірка, представлення результатів, написання – оригінальний текст, написання – перегляд і редагування.

А.В. Петренко: концептуалізація створення кулометра, розробка, виготовлення та дослідження апаратури, одержання та аналіз експериментальних даних, формальний аналіз, методологія досліджень, перевірка, представлення даних, написання – оригінальний текст, написання – перегляд і редагування.

В.Г. Мельник: наукове керівництво підготовкою статті, аналіз результатів досліджень, перевірка та узагальнення матеріалів досліджень, написання – оригінальний текст, написання – перегляд і редагування.

О.Д. Василенко: впорядкування експериментальних даних, підготовка та оформлення допоміжних матеріалів, перевірка та підготовка матеріалів статті до друку, написання – перегляд і редагування.

О.О. Мельников: концептуалізація створення еталону, залучення фінансування, методологія робіт, написання – перегляд і редагування.

1. Mariassy M. Major applications of electrochemical techniques at national metrology institutes. *Metrologiia*. 2009. Vol. 46. No 3. Pp.199–213. DOI: <https://doi.org/10.1088/0026-1394/46/3/007>.

2. Richter W. Primary methods of measurement in chemical analysis. *Accred. Qual. Assur.* 1997. Vol. 2. Pp. 354–359. DOI: <https://doi.org/10.1007/s007690050165>.

3. Villela R.L.A., Borges P.P., Vyskočil L. Comparison of methods for accurate end-point detection of potentiometric titrations. *Journal of Physics: Conference Series*. 2015. Vol. 575. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/575/1/012033>.

4. Máriássy M., Vyskočil L., Mathiasová A. Link to the SI via primary direct methods. *Accred. Qual. Assur.* 2000. Vol. 5. Pp. 437–440. DOI: <https://doi.org/10.1007/s007690000222>.

5. Scholz F., Bond A.M., Compton R.G., Fiedler D.A., Gyorgy Inzelt, Kahlert H., Sebojka Komorsky-Lovric. *Electroanalytical methods. Guide to experiments and applications*. Berlin: Springer-Verlag, 2005. 353 p.

6. Milton M.J.T., Quinn T.J. Primary methods for the measurement of amount of substance. *Metrologiia*. 2001. Vol. 38. No 4. Pp. 289–296. DOI: <https://doi.org/10.1088/0026-1394/38/4/1>.

7. Asakai T., Murayama M. Scheme and studies of reference materials for volumetric analysis in Japan. *Accred Qual Assur.* 2008. Vol. 13. Pp. 351–360. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00769-008-0375-9>.

8. Asakai T., Murayama M., Tanaka T. Determination of the purity of acidimetric standards by constant-current coulometry, and the intercomparison between CRMs. *Accred Qual Assur.* 2007. Vol. 12. Pp. 151–155. DOI: <https://doi.org/10.1007/s00769-006-0203-z>.

9. Pratt K.W. Automated, high-precision coulometric titrimetry. Part I: Engineering and implementation.

- Analytica Chimica Acta*. 1994. Vol. 289. Issue 2. Pp.125–134. DOI: [https://doi.org/10.1016/0003-2670\(94\)80095-2](https://doi.org/10.1016/0003-2670(94)80095-2).
10. Pratt K.W. Automated, high-precision coulometric titrimetry. Part II: Strong and weak acids and bases. *Analytica Chimica Acta*. 1994. Vol. 289. Issue 2. Pp. 135–142. DOI: [https://doi.org/10.1016/0003-2670\(94\)80096-0](https://doi.org/10.1016/0003-2670(94)80096-0).
11. Smith-Osorio J., Castillo A., Torres-Quezada H., Sandoval-Rojas A.P., Ágreda J. Development of a coulometer at the National Metrology Institute of Colombia: determining the amount of substance content of potassium hydrogen phthalate. *Quim. Nova*. 2024. Vol. 47. No 3. Pp. 1–9. DOI: <https://doi.org/10.21577/0100-4042.20230104>.
12. Kyungmin Jo, Youngran Lim, Kyoung-Seok Lee, Euijin Hwang. Development of a coulometry system at the Korea Research Institute of Standards and Science and evaluation of the measurement uncertainty originating from the system. *Metrologiia*. 2023. Vol. 60. No 6. Article ID 065004. DOI: <https://doi.org/10.1088/1681-7575/acff75>.
13. Gutnikov V.S. Filtering of measurement signals. Leningrad: Energoatomizdat, 1990. 194 p. (Rus)
14. Davydov A.V. Digital signal processing: Tematicheskie lektsii. Ekaterinburg: UGGU, IGIg, GIN, Fond elektronnykh dokumentov, 2005. 35 p. (Rus)
15. Kouen K.F.N., Grant P.M. Adaptive filters. Moskva: Mir, 1988. 392 p. (Rus)
16. Surdu M.N., Ahmadov A.A-B., Ahmadov S.A., Kursin S.V., Lameko A.L., Muharovskij M.Ya. Precision comparator for reproducing the inductance unit and transmitting its size in a range of values. *Ukrayinskyi metrologichnyi zhurnal*. 2008. No 4. Pp. 14–22. (Rus)
17. Wu B., Sobina A., Recknagel S., Meinhardt R., Rivera-Sánchez Gr., Ortiz-Aparicio J.L., Rozikova M., Borges P.P., Sobral S.P., Zhou T. Key comparison on Assay of Sodium Carbonate. *Metrologia*. 2023. Vol. 60. No 1A. Article ID: 08004. DOI: <https://doi.org/10.1088/0026-1394/60/1A/08004>.
18. Máriássy M., Hanková Z., Petrenko A., Melnyk O., Melnyk V., Lameko O., Borges P.P., Sobral S.P. Report of subsequent key comparison CCQM - K73.2018.2 amount content of H⁺ in hydrochloric acid (0.1 mol/kg-1) *Metrologia*. 2024. Vol. 61. No 1A. Article ID: 08009. DOI: <https://doi.org/10.1088/0026-1394/61/1A/08009>.

DEVELOPMENT OF APPARATUS CONSTRUCTION PRINCIPLES FOR THE IMPLEMENTATION OF THE AMPEROSTATIC COULONOMETRY METHOD

O.L. Lameko¹, A.V. Petrenko^{2,3}, V.G. Melnyk², O.D. Vasylenko², O.O. Melnykov³

¹State Enterprise "Scientific and Production Center "Energoimpuls",

Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: nvc@ied.org.ua.

²Institute of electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine,

e-mail: melnik@ied.org.ua.

³State Enterprise "UKRMETRTTESTSTANDART",

4, Metrologichna Street, Kyiv, 03680, Ukraine.

The methods of amperostatic coulometry and the design of existing equipment for their application are analyzed. A new approach to the design of a coulometric system for the National Amount of Substance Electrochemical Standard is proposed. It consists in combining the means for performing the main operations of the primary amperostatic coulometry method in a single hardware and software unit that performs titration and automated control of this process, as well as receiving and processing the measuring signals required for this. The structure and functional diagram of the measuring unit of a precision automatic coulometry titrator using the latest element base are developed. The appearance and brief description of the created compact measuring system are given. The proposed algorithm for inversion of the measured voltage is described, which made it possible to significantly improve the accuracy of titration current measurement. A new version of median filtration of the measuring signal is presented, which made it possible to increase the accuracy of recording changes in the solution potential and determining the moment of end of the electrochemical reaction. The effectiveness of the developed technical solutions is confirmed by the results of international comparisons, to which references are provided. References 18, figures 4.

Key words: measurement standard, metrology, amperostatic coulometry, error, digital filtering, titration.

Надійшла 08.07.2024

USING THE MONTE CARLO METHOD FOR CALCULATING THE ERROR OF THE MEASUREMENT SYSTEM

Ye.I. Baida*, M.G. Pantelyat**

National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»

2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

E-mail: baida.kpi@gmail.com, m150462@yahoo.com

The article considers the Monte Carlo method as one of the possible techniques for calculating the error of a measuring system, which consists of several elements, each of which measures some quantity with its own independent error. Due to its features, the method can be extended to modeling any process affected by random variables. The simplicity of application and the calculation algorithm makes it possible to easily calculate the total error of the system and the probability of its occurrence, while avoiding inflated and unlikely values. The article substantiates the application of the Monte Carlo method for calculating the error of the measuring system, reveals the nature of the distribution of errors, and calculates the value of the error depending on the probability of its occurrence. It is shown that with probability of 0.95 the total error of the system can be taken to be 3 times smaller than the maximum possible error. References 8, figures 2, table 1.

Keywords: Method Monte Carlo method, calculation of system's error.

Introduction. Monte Carlo methods are used to solve many problems by modeling random processes. The theoretical base of such methods was developed long ago, and mathematicians J. von Neumann and S. Ulam [1] are considered the founders of the method. Since the basis of the method is the generation of random values with a given distribution (which is a rather difficult task), the method became widespread only after the appearance of electronic computers.

Features of the method: 1) simple structure of the calculation algorithm; 2) the calculation error is proportional to $\sqrt{D/N}$, where D is the some constant that has the value of the root mean square deviation; N is the number of tests.

That is, it is problematic to obtain a high accuracy of calculation by this method, but where there are random values, and the accuracy of the result of (2-5)% is satisfactory, and therefore the method can be successfully applied [2, 3].

The general structure of the calculation is as follows:

- a computer code is compiled to calculate one random event, the distribution of which depends on the type of specific problem, namely, uniform distribution, distribution subject to the normal law, etc. Usually it is desirable to use standard codes that are already built into most software products, for example MAPLE. Note that an open access software product MAPLE is currently one of the most powerful intelligent computer algebra systems. The computational core of this system is used in another well-known system such as MATLAB. Both systems have been repeatedly tested and validated over the years, the reliability of their components, including the random number generator, is confirmed by long-term experience of use;

- then the test is repeated N times, and each individual event is independent of other events (the final number of events N is set based on the error calculated later);

- test results are combined and averaged.

That is why the Monte Carlo method is sometimes called a statistical testing method.

The range of problems that can be solved by Monte Carlo methods is quite wide because this method allows modeling any process that is affected by random variables and not only that.

These are: 1) tasks of mass service, when a stream of information, distributed with a given probability density, enters the channels of its processing; 2) tasks for calculating the quality and reliability of products; 3) calculations of the most likely measurement error; 4) nuclear physics; 5) calculation of complex integrals, etc. [4-7]; 6) modelling of the joint distribution of several correlated quantities with an arbitrary distribution law [8].

© Baida Ye.I., Pantelyat M.G., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0003-0297-328X> ; ** <https://orcid.org/0000-0002-1357-2134>

© Publisher Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, 2024



This is an Open Access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.en>

Problem definition. When measuring any quantities, there is always a measurement error that depends on the error of measuring devices and random values. Therefore, it is always necessary to know what kind of error it is and what is the probability that the error will take one or another value.

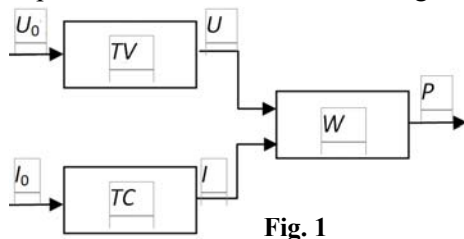


Fig. 1

As an example, consider the diagram of power measurement in the electrical network, which consists of a current transformer TC , a voltage transformer TV and a power meter W (Fig. 1). Moreover, the process can be complicated if current and voltage fluctuations in the network are taken into account.

Suppose that each of the devices measures a value with a relative error that does not depend on the errors of other devices, and then we can write:

$$U = K_u \cdot U_0 \cdot (1 \pm e_1); I = K_i \cdot I_0 \cdot (1 \pm e_2), \quad (1)$$

where U, I are the output voltage and current, respectively; U_0, I_0 are the input values of voltage and current, respectively; K_u, K_i are the voltage and current transformation coefficients, respectively; e_1, e_2 are the relative errors in voltage and current, respectively.

Then for power:

$$P = U \cdot I \cdot (1 \pm e_3) = P_0 \cdot (1 \pm e_1) \cdot (1 \pm e_2) \cdot (1 \pm e_3), \quad (2)$$

where P is the output power; $P_0 = K_u \cdot U_0 \cdot K_i \cdot I_0$ is the basic power; e_3 is the relative error of the counter (power meter).

It follows from (2) that the value of the total error has a complex nature, so the question arises: how to estimate the range of power change?

It is possible to estimate the range of power change by choosing the "worst" or "best" parameter values. But, firstly, it is not always known which combination of parameters will be the "worst" and which will be the "best"; secondly, such an estimate may be significantly overestimated, because it is unlikely that all parameters will be the "worst" or "best" at the same time [2-4].

In this connection, the questions arise: 1) what will be the maximum possible value of the error? 2) what is the most likely error and what is the probability of getting it? 3) what will be the value of the error if the probability of its occurrence is given? 4) how much will the error change from the value of the probability of its occurrence?

The answers to all these questions can be obtained using the Monte Carlo method, which allows to model any process that is affected by random variables.

The goal of the article and task of the research. The goal of the article is to substantiate the technique of calculating the error of the measuring system (see Fig. 1) by the Monte Carlo method. The task of the research is to calculate the error of the measuring system using the Monte Carlo method, to identify the nature of the distribution of errors and to calculate the value of the error depending on the probability of its occurrence.

The scientific novelty of the work consists in obtaining new useful research results that allow more accurate calculation of the error at the output of several measuring devices, if the error is distributed according to the normal law.

Calculations carried out, results obtained and their analysis. Let us assume that all the studied parameters (e_1, e_2, e_3) are random variables. It is impossible to analytically calculate the distribution of these values. It is also difficult to do this in practice: for this we need to examine a large batch of finished products.

Therefore, for the application of the Monte Carlo method, we assume that the measured power is a random variable, and the errors are distributed according to the normal law with a mean value (mathematical expectation) of 0 and a variance equal to

$$\sigma_i = e_i / 3, \quad (3)$$

where σ_i is the variance; $i=1, \dots, 3$.

Formula (3) is based on the central limit theorem [2-5], which states that under fairly general conditions, the distribution of a random variable with a sufficiently large number of tests approaches the law of normal distribution.

In practice, this means the following: with a normal distribution of a random variable in one test, it is practically impossible to get an error value greater than $3 \cdot \sigma_i = e_i$.

Without losing the generality of the calculation, we assume that the base power $K_u \cdot U_0 \cdot K_i \cdot I_0$ is

equal to one. That is

$$P_0 = K_u \cdot U_0 \cdot K_i \cdot I_0 = 1. \quad (4)$$

Then the algorithm for calculating the possible error will be as follows:

1) we determine the number of test N ;
 2) we calculate with the help of a random number generator three independent random variables subject to the normal distribution law $\gamma_1, \gamma_2, \gamma_3$;

3) we calculate the errors $\frac{e_1}{3} \cdot \gamma_1, \frac{e_2}{3} \cdot \gamma_2, \frac{e_3}{3} \cdot \gamma_3$;

4) we calculate the power (2);

5) if the process is not finished, go to item 2; if it is finished, the end.

The generator calculates random numbers subject to the normal distribution law based on the equation for which the mathematical expectation is zero and the variance is one:

$$(2\pi)^{-1/2} \int_{-\infty}^{\xi} e^{-\frac{t^2}{2}} \cdot dt = \gamma. \quad (5)$$

The results of calculations for $N=50000, e_i=0.1$, where $i=1, 2, 3$.

From calculations were made using MAPLE code, it follows that the values fluctuate with respect to the mathematical expectation of power, which is equal to one, and the maximum estimated deviations are 0.78 and 1.26 (relative values minus 0.22 and 0.26). The maximum theoretical deviation can reach the value ± 0.331 . That is, even for a very large number of tests (50,000), the error does not reach its maximum value.

It also follows that even with a large number of tests, the error of the measuring system (if it is distributed according to the normal law) is less than the predicted error (maximum error is 0.331, root mean square error is 0.173). From the analysis of data obtained (1 is the base value) it also follows that the smallest error of 0.173 is improbable.

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\max} &= (1 + \varepsilon_{1\max}) \cdot (1 + \varepsilon_{2\max}) \cdot (1 + \varepsilon_{3\max}) - 1 = 0.331; \\ \varepsilon_{\sigma} &= \sqrt{\varepsilon_{1\max}^2 + \varepsilon_{2\max}^2 + \varepsilon_{3\max}^2} = 0.173, \end{aligned} \quad (6)$$

where $\varepsilon_{i\max}$ is the maximum possible relative error of each of the three measuring devices (in the article, according to the conditions of the formulated problem, it is equal to 0.1); ε_{\max} is the maximum possible relative error; ε_{σ} is the relative root mean square error.

In this connection, the question arises: "What will be the value of the error, if the probability of its occurrence is given?"

To solve this issue, a computer code was developed, the algorithm of which is given below.

Calculation algorithm:

1) we set the initial error value and the required probability value;
 2) we set the initial power interval (initial error);

3) we count the number of random hits in the specified power interval ratio to the total number of tests;

P / probability	0.9	0.92	0.94	0.96	0.98	0.99	0.995
ε / error	0.08	0.09	0.1	0.11	0.13	0.14	0.16

4) if the calculated hit probability is greater than the predetermined one, then the calculation is finished;

5) if not, then we set a new power interval, increase the initial value of the error and go to item 2.

The calculation results are shown in Table and in Fig. 2 in the form of a graph of the dependence of the value of the measurement error on the given value of the probability of its occurrence.

From Fig. 2, we can draw a conclusion: with given probability $p=0.95$, the error value can be assumed to be three times smaller (0.1) than the maximum possible error (0.331), which significantly increases the accuracy of the obtained results.

Finally, it should be noted that if we assume that the errors are uniformly distributed over the interval, then in this

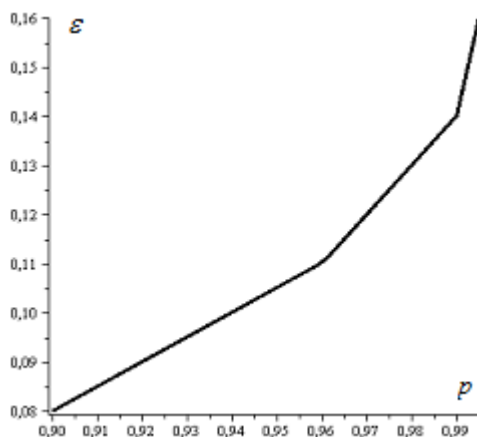


Fig. 2

case, with probability equal to $p=0.95$, the error value will be 0.17, which is 1.7 times greater than for the law of normal distribution.

Conclusions.

1. A technique for calculating the error of the measuring system using the Monte Carlo method, which, using a fairly simple algorithm, allows to estimate the errors of complex measuring systems with high accuracy is substantiated.

2. Using a random number generator, it is possible to get the error distribution depending on the number of measurements and estimate the real error ranges.

3. The value of the measurement error depends on the value of the given probability of its occurrence and at probability of its occurrence $p=0.95$ it is three times smaller than the maximum possible one (with the normal law of its distribution).

4. The value of the error at given probability of its occurrence depends on the law of its distribution.

1. Metropolis N., Ulam S. The Monte Carlo methods. *J. Amer. Statistical Assoc.* 1949. Vol. 44. No. 247. Pp. 355–341. DOI: <https://doi.org/10.1080/01621459.1949.10483310>.
2. Sobol I.M. The Monte Carlo Method. Moskva: Nauka, 1986. 80 p. (Rus).
3. Sobol I.M. A Primer for the Monte Carlo Method. Boca Raton: CRC Press, 1994. 126 p.
4. Liang X., Yang Sh., Cotter S.L., Law K.J.H. A randomized multi-index sequential Monte Carlo method. *Statistics and Computing*. 2023,. Vol. 33. Article No. 97. Pp. 1-17. DOI: <https://doi.org/10.1007/s11222-023-10249-9>.
5. Bendat Ju.S., Piersol A.G. Random Data: Analysis & Measurement Procedures. Wiley-Interscience, 2000. 594 p.
6. Baida Ye.I. Fundamentals of Mathematical Statistics and Probability Theory. Kharkiv: NTU KhPI, 2020. 37 p. (Ukr).
7. Saulis L., Valakevičius E., Aksomaitis A.J., Janilionis V., Navickas Z. Application of the Monte Carlo Method of Markov Chains to Modeling Stochastic Systems. Kaunas: Lithuanian Academic Libraries Network, Kaunas University of Technology, 2011. 91 p. (Lit).
8. Zakharov I.P., Vodotika S.V. Application of the Monte Carlo simulation for evaluation of the measurements uncertainty. *Information Processing Systems*. 2008. Issue 4 (71). Pp. 34-37. (Rus).

УДК 621.317.2

ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДУ МОНТЕ КАРЛО ДЛЯ ОБЧИСЛЕННЯ ПОХИБКИ ВИМІРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ

Є.І. Байда, докт. техн. наук, М.Г. Пантелеят, канд. фіз.-мат. наук
Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,
вул. Кирпичова, 2, 61002, Харків, Україна.
E-mail: baida.kpi@gmail.com; m150462@yahoo.com.

У статті розглядається метод Монте Карло як один з можливих методів розрахунку похибки вимірювальної системи, яка складається з декількох елементів, кожен з яких вимірює деяку величину зі своєю незалежною похибкою. Завдяки своїм особливостям метод може бути поширено на моделювання будь якого процесу, на який впливають випадкові величини. Простота застосування та алгоритму розрахунку дає можливість легко розрахувати сумарну похибку системи та ймовірність її появи, уникаючи при цьому завищених та мало ймовірних значень. Обґрунтовано застосування методу Монте Карло для розрахунку похибки вимірювальної системи, виявлено характер розподілу похибок та розраховано значення похибки в залежності від ймовірності її появи. Показано, що з ймовірністю 0,95 сумарну похибку системи можна прийняти в 3 рази меншою, ніж максимально можлива похибка. Бібл. 8, рис. 2, табл. 1.

Ключові слова: метод Монте-Карло, обчислення похибки системи.

Надійшла 29.02.2024
Остаточний варіант 07.08.2024

**ДОСЛІДЖЕННЯ ЦИФРО-АНАЛОГОВОГО ПІДСИЛЮВАЧА СИГНАЛУ
З МІНІМАЛЬНИМИ НЕЛІНІЙНИМИ СПОТВОРЕННЯМИ**

Ю.Ф. Тесик^{1*}, докт. техн. наук, **О.Л. Карасінський**^{1**}, канд. техн. наук, **Р.М. Мороз**^{1***}, канд. техн. наук, **С.Ю. Пронзалева**^{2****}, канд. техн. наук, **М.В. Зайков**^{1*****}, **О.М. Богдан**^{2*****}

¹ Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: luckyposhta@gmail.com.

² НВО ТОВ «ЕЛВІН, ЛТД»,

пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.

Представлено метод цифро-аналогового підсилення синусоїдальних сигналів, який дає змогу зменшити коефіцієнт нелінійних спотворень калібрувального сигналу до 0,003 % в розширеному робочому діапазоні. Приведено структурну схему аналого-цифрового підсилювача вхідного сигналу у вихідний, яка забезпечує мінімальні нелінійні спотворення вихідного сигналу. Описано принцип дії підсилювача. Наведено діаграми залежності коефіцієнтів передачі вхідного масштабуючого підсилювача та вихідного високовольтного цифро-аналогового перетворювача від амплітуди вхідного сигналу, та результати експериментальних досліджень метрологічних характеристик дослідного зразка підсилювача. Бібл. 10, рис. 2.

Ключові слова: калібрування, підсилення, коефіцієнт нелінійних спотворень, діапазон, автоматизація.

Проблема забезпечення електроенергетики засобами вимірювання параметрів якості електроенергії (ПЯЕ) існує вже понад 50 років. За цей час змінилось п'ять стандартів, починаючи з радянського ГОСТ 13109-67 і закінчуючи сучасними стандартами [1, 2] з підвищенням вимог до точності вимірювання і відтворення ПЯЕ. Загальне зростання вимог становить 10 разів. Прийнятий в Україні стандарт ДСТУ ІЕС 61000-4-7:2012 вимагає забезпечити вимірювання ПЯЕ з похибкою не нижче 0,1 %. На жаль, в Україні відсутні первинний еталон (ПЯЕ) і автоматизовані засоби їх відтворення, які б давали можливість атестувувати прилади контролю якості електричної енергії (ЕЕ) з такою точністю.

Єдина у світі міра ПЯЕ, створена зусиллями ІЕД НАН України, забезпечує серійний випуск робочих засобів вимірювання з точністю 0,1 %, але вона забезпечує відтворення необхідних метрологічних характеристик тільки у ручному режимі, що вимагає великих витрат часу у процесі атестації робочих засобів контролю ПЯЕ. В той же час кількість таких засобів, які завозяться в Україну і потребують первинної і періодичної перевірки, неухильно зростає і становить на цей час близько 100000 одиниць. Відсутність еталону ПЯЕ гальмує вітчизняне серійне виробництво засобів контролю якості електроенергії.

У світовій практиці найкращі метрологічні характеристики щодо відтворення ПЯЕ має калібратор Fluke 6105A [3] фірми Fluke (США), який забезпечує серійний випуск робочих засобів вимірювання з точністю 0,15 %, що не відповідає вимогам стандарту. Крім того він також не автоматизований і коштує 4 млн. гривень. Головна метрологічна установа України ДП «Урметрестандарт» має у своєму розпорядженні калібратор ПЯЕ російського виробництва типу Ресурс - К2 [4], який дає змогу атестувувати засоби вимірювання ПЯЕ класів точності 0,5 і 1,0, що тим більше не відповідає вимогам стандарту.

Не менш важливими є характеристики калібраторів для перевірки засобів обліку ЕЕ, вимоги щодо параметрів калібрувальних сигналів яких також весь час зростають [5–7]. Перелік вимог до характеристик тестових сигналів метрологічного устаткування досить широкий. Розглянемо більш детально в цій роботі метод боротьби з несинусоїдальністю вихідних сигналів метрологічного устаткування.

Стандартом [1] встановлено похибку вимірювання коефіцієнту несинусоїдальності на рівні 0,05 %. Якщо нелінійні спотворення самого калібрувального сигналу становлять також 0,05 %, то в результаті атестації вимірювача нелінійних спотворень за допомогою такого сигналу будемо мати похибку атестації 100 %. Значення КНС вихідних сигналів для Fluke становить 0,003 % лише за максима-

© Тесик Ю.Ф., Карасінський О.Л., Мороз Р.М., Пронзалева С.Ю., Зайков М.В., Богдан О.М., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0001-6567-1436>; ** <https://orcid.org/0000-0002-5323-8106>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-4292-8160>; **** <https://orcid.org/0000-0002-2205-6035>;

***** <https://orcid.org/0000-0002-0637-2492>; ***** <https://orcid.org/0009-0002-9939-1170>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

льного вихідного сигналу калібратора. Зменшення рівня вихідного сигналу калібратора призводить до зростання КНС до 0,03%, що також не дозволяє проводити метрологічну атестацію засобів вимірювання рівня нелінійних спотворень сигналів мережі, оскільки не відповідає вимогам стандарту.

Метою роботи є розробка методу цифро-аналогового підсилення синусоїдальних сигналів з мінімальним коефіцієнтом нелінійних спотворень у розширеному діапазоні вихідних сигналів та створення на його основі калібратора параметрів електроенергії з коефіцієнтом нелінійних спотворень на рівні 0,003%.

Стандартами [1, 2, 5–7] на електролічильники, прилади контролю якості електроенергії, щитові прилади та інші нормуються певні вимоги до метрологічного обладнання, за яких допускається проведення атестації. Перелік вимог до тестових сигналів метрологічного устаткування досить великий. Розглянемо вплив несинусоїдальності на метрологічні характеристики засобів вимірювання і методи покращення коефіцієнта нелінійних спотворень КНС.

Високого рівня синусоїдальності можливо досягти, використовуючи аналогові калібрувальні сигнали. Але апаратура, заснована на використанні аналогових кіл, має низьку швидкодію. Крім того, управління аналоговими колами для відтворення багатоканальних аналогових сигналів значно ускладнене. З метою підвищення швидкодії і ступеню автоматизації метрологічних стендів фірми світового рівня використовують сигнали, представлені у цифровій формі і з цифровою обробкою.

У сучасних засобах вимірювання і відтворення каліброваних сигналів застосовуються цифрові методи обробки і управління. Перехід від аналогових сигналів до цифрових відбувається шляхом їх квантування за рівнем і дискретизації у часі. Функцію квантування виконує аналого-цифровий перетворювач (АЦП), недоліком якого є погіршення форми досліджуваних і відтворюваних сигналів. Особливо це проявляється в тих випадках, коли для перетворення аналогового сигналу використовується не весь динамічний діапазон розрядів АЦП, а лише його невелика частина.

Використовуючи 16-розрядний АЦП і відповідний рівень дискретизації аналогового сигналу у часі, досяжним є отримання коефіцієнту несинусоїдальності на рівні 0,003%. Але цей рівень дійсний лише за умов використання всього діапазону розрядності АЦП. Із зниженням амплітуди сигналу кількість розрядів АЦП, необхідних для перетворення вибірок аналогового сигналу в код буде зменшуватися, в результаті чого буде зростати рівень нелінійних спотворень відтворюваного сигналу у високовольтному цифро-аналоговому перетворювачі (ВЦАП). Коефіцієнт зростання КНС вихідного сигналу обчислюється за формулою

$$K = N_{\max} / N_t, \quad (1)$$

де N_{\max} – максимальна кількість розрядів АЦП; N_t – плинна кількість розрядів АЦП.

Таким чином зі зменшенням амплітуди сигналу у 10 разів THD зростає до 0,03%, що не відповідає вимогам стандарту [1].

Відомий метод адаптації засобів вимірювання електроенергії до амплітуди вимірюваного сигналу [8, 9] з метою зменшення впливу квантування на нелінійні ушкодження сигналу і, відповідно, похибку вимірювання. Запозичення цього методу дало змогу авторам вирішити зворотну задачу, а саме, зменшити нелінійні спотворення відтворюваного сигналу калібратора [10], який використовується для калібрування засобів вимірювання коефіцієнтів нелінійних спотворень.

Авторами створено новий метод цифро-аналогового підсилення синусоїдальних сигналів, який полягає у введенні до його алгоритму функціонування двох синхронних перетворень: підсилення і послаблення сигналу на одну і ту саму величину, що дає змогу таким чином суттєво зменшити рівень нелінійних ушкоджень підсилених сигналів в усьому динамічному діапазоні. Цей метод використано в підсилювачі, який розглядається нижче.

На рис. 1 показано структурну схему цифро-аналогового підсилювача. Вона складається з мас-штабуючого підсилювача (МП), аналого-цифрового перетворювача (АЦП), мікроконтролера (МК), високовольтного цифро-аналогового перетворювача (ВЦАП) і цифрового компаратора (ЦК).

Задля малого вхідного сигналу кількість розрядів АЦП, необхідних для перетворення аналогових вибірок у код зменшується. Це призводить до зростання КНС калібрувального сигналу. Для уникнення цього явища авторами запропоновано синхронно із зменшенням амплітуди вхідного сигналу збільшувати

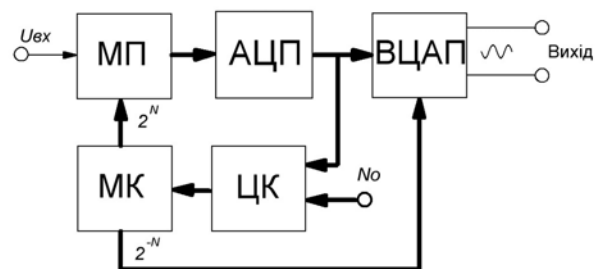


Рис. 1

коефіцієнт передачі МП до того моменту доки кількість розрядів АЦП, необхідних для цифрового перетворення сигналу, не досягне максимального значення. Звичайно, що введення такої функції призводить до невідповідності амплітуди вихідного сигналу до його реального значення. Тому після АЦП встановлюють регульований ВЦАП, коефіцієнт передачі якого зворотно-пропорційний до коефіцієнту передачі ЦАП.

Синусоїдальний сигнал подається на вхід МП, де його амплітуда зростає до значення, яке відповідає максимальній розрядності АЦП. Вихідний сигнал АЦП у вигляді паралельного коду надходить на цифрові входи ВЦАП, де перетворюється в синусоїдальний високовольтний аналоговий сигнал. За умови зростання амплітуди сигналу на виході МП до рівня, код АЦП якого відповідає N_0 , спрацьовує цифровий компаратор ЦК і формує вихідний сигнал на порт МК, припиняючи зростання вихідного сигналу МП.

Слід зазначити, що до точності коефіцієнта передачі МП не висувається особливих вимог. Головним є забезпечення синхронної зміни коефіцієнтів передачі МП і ЦАП, що забезпечується МК, і їхню стабільність. До складу МП входять операційний підсилювач, електронні ключі, які управляються вихідним кодом МК, і резистори, які комутуються ключами таким чином, щоб забезпечити відповідний коефіцієнт передачі МП. Масштабуючий підсилювач складається з наступних компонентів: резистивної матриці типу PGA 206, яка включає ключі і резистори, операційного підсилювача типу TL 071 і мікроконтролера, функції якого забезпечує мікросхема STM 32F 407.

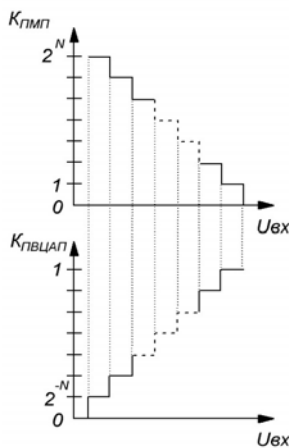


Рис. 2

На рис. 2 показано діаграми залежностей коефіцієнтів передачі МП і ВЦАП від рівня вхідного сигналу, з яких видно, що за умови мінімального сигналу коефіцієнт передачі $K_{МП}$ має максимальне значення 2^N з метою використання максимальної кількості розрядів АЦП, в той час як $K_{ВЦАП}$ має мінімальне значення 2^{-N} , завдяки чому компенсується невідповідність вихідного коду АЦП амплітуді вхідного сигналу.

Якщо змінний коефіцієнт передачі МП дорівнює $K_1=2^N$, то змінний коефіцієнт притлумлення ВЦАП має дорівнювати $K_2=2^{-N}$. Функцію управління значеннями коефіцієнта підсилення МП і коефіцієнта притлумлення ВЦАП виконує МК. В результаті всіх перетворень вихідний сигнал підсилювача матиме мінімальний коефіцієнт нелінійних спотворень і коефіцієнт передачі, який обчислюється за формулою

$$K = K_1 K_2 = 2^N \cdot 2^{-N} = 1. \quad (2)$$

Із зменшенням вихідного коду АЦП по відношенню до опорного коду сигналу N_0 , за командою ЦК, знову починається зростання коду на виході МК і цифровому вході АЦП.

За результатами досліджень створено дослідний зразок цифро-аналогового підсилювача, метрологічні характеристики якого наступні: діапазон вихідних напруг – 1 мВ–300 В, діапазон робочих частот – 45 Гц–5000 Гц, основна похибка відтворення фазних напруг – 0,005 %, коефіцієнт несинусоїдальності – 0,003 %, час встановлення робочої точки перевірки – 0,5 с.

Таким чином, застосування адаптивного методу до формування калібрувальних сигналів дає можливість вирішити низку проблемних питань: зменшити похибку відтворення фазних напруг, КНС вихідного сигналу, розширити робочий діапазон вихідного сигналу високовольтного цифро-аналогового підсилювача. При цьому зростає ступінь автоматизації метрологічного устаткування, підвищується технологічність процесу атестації засобів вимірювання.

Висновки. Результати метрологічних випробувань цифро-аналогового підсилювача, виготовленого на основі запропонованого методу, свідчать про світовий рівень отриманих результатів щодо точності відтворення фазних напруг та нелінійних спотворень вихідних сигналів калібраторів параметрів електроенергії і вказують на перспективність обраного напрямку досліджень.

Серійне впровадження результатів досліджень дозволить не тільки уникнути закупівель за кордоном надзвичайно дорогих високоточних засобів вимірювальної техніки, але і забезпечити незалежність України в галузі метрологічного забезпечення електроенергетики та сприятиме розширенню експортної номенклатури засобів вимірювання.

1. ДСТУ ІЕС 61000-4-7:2012 Електромагнітна сумісність. Частина 4-7. Методики випробування та вимірювання. Загальна настанова щодо вимірювання гармонік та інтергармонік від електропостачальних систем загальної призначеності й допоміжного устаткування (ІЕС 61000-4-7:2009, IDT). URL: https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=29280 (дата звернення 12.03.2024)

2. ДСТУ EN 50160:2014 Характеристики напруги електропостачання в електричних мережах загальної призначеності. (EN 50160:2010, IDT). URL: https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=51529 (дата звернення 12.03.2024)
3. Technical Data 6105A Electrical Power Quality Calibrator. URL: https://eu.flukecal.com/products/electrical-calibration/electrical-calibrators/6105a-6100b-electrical-power-quality-calibrat?quicktabs_product_details=0 (дата звернення 12.03.2024)
4. Калибратор анализаторов качества электроэнергии Ресурс К2. URL: http://www.svpribor.com.ua/modules/InternetShop/management/storage/files/products/instruction/338/Resurs_K2.pdf (дата звернення 12.03.2024)
5. ДСТУ IEC 61036:2001 Лічильники статичної активної електроенергії змінного струму (Класи точності 1 та 2). URL: https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=25475 (дата звернення 12.03.2024)
6. ДСТУ IEC 62052-11:2012 Засоби вимірювання електричної енергії змінного струму. Загальні вимоги, випробування та умови випробування. Частина 11. Лічильники електричної енергії (IEC 62052-11:2003, IDT). URL: https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=53200 (дата звернення 12.03.2024)
7. ДСТУ EN 62586-2:2018 Вимірювання якості електроенергії в системах електроживлення. Частина 2. Функційні випробування та вимоги щодо невизначеності (EN 62586-2:2017, IDT; IEC 62586-2:2017, IDT). URL: https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=78046 (дата звернення 12.03.2024)
8. Тесик Ю.Ф., Пронзелева С.Ю. Вплив метрологічного забезпечення на ефективність використання електроенергії. *Гідротехнології, навігація, керування рухом і конструювання авіаційно-космічної техніки*. 2015. Вип. 10. С. 229-233.
9. Тесик Ю.Ф. Створення адаптивних засобів обліку та аналізу якості електроенергії. Автореф. дис. ... докт. техн. наук. 05.11.05. Інститут електродинаміки НАН України. Київ. 2010. 32 с.
10. Таранов С.Г., Тесик Ю.Ф., Карасинский О.Л., Мороз Р.Н. Развитие принципов построения высоковольтных цифро-аналоговых преобразователей. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 4. С. 64–66.

THE DIGITAL-ANALOGUE SIGNAL AMPLIFIER WITH MINIMUM NONLINEAR DISTORTIONS RESEARCH

Yu.F. Tesik¹, O.L. Karasinskiy¹, R.M. Moroz¹, S.Yu. Pronzeleva², M.V. Zaikov¹, O.M. Bogdan²

¹ Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,

Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine. E-mail: luckyposhta@gmail.com.

² NGO LLC «ELVIN, Ltd», Beresteyskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

A method of expanding the operating range of the amplifier is presented, which allows reducing the coefficient of nonlinear distortions of the calibration signal to 0.003%. The structural diagram of the analog-digital amplifier of the input signal to the output, which provides minimal nonlinear distortion of the output signal, is given. The principle of operation of the amplifier is described. The input scaling amplifier and output highvoltage digital-to-analog converter transmission coefficients depend on the input signal amplitude. The results of experimental studies of the metrological characteristics of the experimental sample of the amplifier are given. References 10, figures 2.

Key words: calibration, amplification, coefficient of nonlinear distortions, range, automation.

1. State Standard of Ukraine IEC 61000-4-7:2012 Electromagnetic compatibility. Part 4-7. Test and measurement methods. General instruction on the measurement of harmonics and interharmonics from power supply systems of general purpose and auxiliary equipment. (IEC 61000-4-7:2009, IDT). URL: https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=29280 (Accessed 12.03.2024) (Ukr.)
2. State Standard of Ukraine EN 50160:2014 Characteristics of power supply voltage in electrical networks of general purpose. (EN 50160:2010, IDT). URL: https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=51529 (Accessed 12.03.2024) (Ukr.)
3. Technical Data 6105A Electrical Power Quality Calibrator. URL: https://eu.flukecal.com/products/electrical-calibration/electrical-calibrators/6105a-6100b-electrical-power-quality-calibrat?quicktabs_product_details= (Accessed 12.03.2024)
4. Calibrator of power quality analyzers Ресурс К2. URL: http://www.svpribor.com.ua/modules/InternetShop/management/storage/files/products/instruction/338/Resurs_K2.pdf (Accessed 12.03.2024) (Rus.)
5. State Standard of Ukraine IEC 61036:2001 Counters of static active alternating current electricity (Accuracy classes 1 and 2). URL: https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=25475 (Accessed 12.03.2024) (Ukr.)
6. State Standard of Ukraine IEC 62052-11:2012 Means of measuring alternating current electrical energy. General requirements, tests and test conditions. Part 11. Electric energy meters (IEC 62052-11:2003, IDT). URL: https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=53200 (Accessed 12.03.2024) (Ukr.)
7. State Standard of Ukraine EN 62586-2:2018 Measurement of the quality of electricity in power supply systems. Part 2. Functional tests and uncertainty requirements (EN 62586-2:2017, IDT; IEC 62586-2:2017, IDT). URL: https://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=78046 (Accessed 12.03.2024) (Ukr.)
8. Tesyk Yu.F., Pronzeleva S.Yu. The impact of metrological support on efficiency use of electricity. *Hydrotechnologies, navigation, traffic control and design of aviation and space technology*. 2015. Issue 10. Pp 229-233. (Ukr.)
9. Tesyk Yu.F. Creation of adaptive means of accounting and analysis of electricity quality: author's abstract of Dr. tech. sci. diss.: 05.11.05. Institute of Electrodynamics NAN of Ukraine. Kyiv. 2010. 32 p. (Ukr.)
10. Taranov S.G., Karasinskiy O.L., Tesik Yu.F., Moroz R.N. Use of new principle of switching reference voltages of high-voltage DAC. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2014. No 4. Pp. 64–66. (Rus.)

Надійшла 15.06.2024
Остаточний варіант 10.09.2024

Теоретична електротехніка та електрофізика

БЕЗПРОЗВАННИХ Г.В., ГРИНИШИНА М.В. Електрофізичні процеси у композитних напівпровідних екранах та їхній вплив на діелектричні параметри силових високовольтних кабелів	2
БЕЗПРОЗВАННИХ Г.В. Дисипація енергії низькомолекулярними речовинами під час зондування електричним полем багатожильних кабелів атомних електричних станцій	3
БЕРЕКА В.О., ВАСЕЦЬКИЙ Ю.М., КОНДРАТЕНКО І.П. Вплив з'єднувального високовольтного кабелю на струми і напруги у пристрої імпульсного бар'єрного розряду	4
КУЧЕРЯВА І.М. Електротеплові процеси індукційної обробки сегментованої жили силового кабелю (дослідження з елементами багатомасштабного моделювання).....	1
ПАЛЬЧИКОВ О.О. Визначення впливу розподілу зовнішнього електричного поля опорно-стрижневого ізолятора на його сухорозрядну напругу.....	3
СУПРУНОВСЬКА Н.І., ВІННИЧЕНКО Д.В. Вплив величини ємності послідовного резонансного контуру на потужність електротехнічних систем резонансного типу для моніторингу ізоляції високовольтного обладнання	4
СУПРУНОВСЬКА Н.І., ВІННИЧЕНКО Д.В., МИХАЙЛЕНКО В.В. Вплив початкової напруги ємнісного накопичувача енергії електророзрядних установок на електричні характеристики його коливального заряду.....	6
ЩЕРБА А.А., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., СУПРУНОВСЬКА Н.І., ВІННИЧЕНКО Д.В. Визначення та аналіз робочих характеристик високовольтних електротехнічних систем на основі послідовного високодобротного резонансного LC-контуру	1
ЩЕРБА А.А., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., ГУТОРОВА М.С. Комп'ютерне моделювання електричних процесів під час виникнення часткових розрядів у сучасній полімерній ізоляції силових кабелів.....	3
ЩЕРБА А.А., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., КУЧЕРЯВА І.М. Електричне поле напівпровідного екрана силового кабелю з полімерною ізоляцією з урахуванням структурних неоднорідностей.....	5
ЩЕРБА М.А., ТРОЦЕНКО Є.О., ПРОЦЕНКО О.Р., ГУТОРОВА М.С. Інтенсифікація часткових розрядів в полімерній ізоляції силових кабелів під впливом вищих гармонік та форми газових мікровключень	6
AZIUKOVSKYI O.O., PAPAICA Yu.A., GOREV V.N., BABENKO N.V. Simulation of the level of protection potential of underground steel pipelines under conditions of heterogeneous environment.....	2
BATYGIN Yu.V., SHINDERUK S.O., CHAPLYGIN E.O., FENDRIKOV D.V. Arkadiev-Marks circuit with resonant charging of capacitive energy storage in magnetic-pulse installations.....	1
VASETSKY Yu.M. The electromagnetic field at the flat surface of conducting body caused by basic sources of a non-uniform external field	2

Перетворення параметрів електричної енергії

АРТЕМЕНКО М.Ю., КУТАФІН Ю.В., ЧОПИК В.В., МИХАЛЬСЬКИЙ В.М., ШАПОВАЛ І.А., ПОЛІЩУК С.Й. Вимірювання та компенсація неактивних потужностей трифазних систем електроживлення засобами паралельної активної фільтрації	5
БОЙКО В.С. Комутуюча напруга трифазного двомостового компенсаційного перетворювача	3
ВЕРЕЩАГО Є.М., КОСТЮЧЕНКО В.І., СТОГНІЄНКО Є.В., ГРЕШНОВ А.Ю. Керування динамікою імпульсного перетворювача з м'яким перемиканням, що працює на дугове навантаження	6
ГУЦАЛЮК В.Я., ЗУБКОВ І.С. Цифрова система керування резонансного інвертора напруги з самозбудженням.....	5

ЗАЙЧЕНКО О.А., МАРУНЯ Ю.В., РИЖКОВ О.М., ГАВРИЛЮК С.І., ХОМИЦЬКИЙ О.І., ХАРЧЕНКО О.О. Концепція побудови гібридної системи керування мікрогідроелектростанцією	4
ЛИПКІВСЬКИЙ К.О., МОЖАРОВСЬКИЙ А.Г. Узагальнення основних положень декомпозиції трансформаторно-ключових виконавчих структур регуляторів напруги з дискретно-разовим керуванням напівпровідниковими елементами.....	3
ПАВЛОВ В.Б., ПОДОЛЬЦЕВ О.Д., ПАВЛЕНКО В.С. Комп'ютерне та фізичне моделювання бездротового зарядного пристрою ємнісного типу для малогабаритного електротранспортного засобу	4
ПАВЛОВ Г.В., ОБРУБОВ А.В., ВІННИЧЕНКО І.Л. Динамічна модель резонансного перетворювача для впливу зі сторони живлення	2
ПАВЛОВ Г.В., ОБРУБОВ А.В., ВІННИЧЕНКО І.Л., МАХНОВ А.О. Розрахунок регулювальних характеристик резонансних перетворювачів методом суперпозиції	4
ЧИЖЕНКО О.І., РИБІНА О.Б. Застосування умовно дванадцятифазного керуваного компенсаційного перетворювача для послідовного прямого запуску від електричної мережі чотирьох потужних асинхронних машин	6
ЩЕРБА А.А., ВІННИЧЕНКО Д.В., СУПРУНОВСЬКА Н.І. Наукова концепція створення високовольтних мобільних електротехнічних систем резонансного типу зі швидкодіючими керуванням і параметричною стабілізацією режимів навантаження	2
ЮРЧЕНКО О.М., ГУРІН В.К., ТВЕРДОХЛІБ Ю.О. Транзисторний перетворювач із узгодженням імпедансу навантаження індукційного нагрівального обладнання з дво/тричастотним вихідним струмом	6
OLESCHUK V. Medium-power drive installations based on triple voltage source inverters adjusted by algorithms of synchronous multi-zone PWM	4
PILINSKY V.V., SHVAICHENKO V.B. Features of ensuring electromagnetic compatibility of uninterruptible power systems	4

Електромеханічне перетворення енергії

ВАСЬКОВСЬКИЙ Ю.М., НЕСТЕРЕНКО Д.С. Порівняльний аналіз малогабаритних високошвидкісних синхронних магнітоелектричних двигунів	3
ГОГОЛЮК О.П., ГОГОЛЮК П.Ф. Універсальна математична модель автономного асинхронного генератора з конденсаторним самозбудженням	6
ГОЛЕНКОВ Г.М., ВЕРЕМІЄНКО А.В. Розрахунок та математичне моделювання електромагнітних тягових характеристик привода робочого органу установки для видобування нафти на базі коаксіально-лінійного асинхронного двигуна	6
ГРЕБЕНІКОВ В.В., ПАВЛОВ В.Б., ГАМАЛІЯ Р.В., ПОПКОВ В.С., БОНДАРЕНКО С.Г. Порівняльний аналіз характеристик електродвигунів з постійними магнітами для електромобілів	5
ЖАРКІН А.Ф., ПАЛАЧОВ С.О., ПАЗЄЄВ А.Г., МАЛАХАТКА Д.О. Оцінювання впливу роботи двонапрявленого напівпровідникового перетворювача на показники якості електропостачання в Microgrid	4
ІСАЄВ Є.В., ПЕТУХОВ І.С. Обертальний момент безпазового моментного двигуна з постійними магнітами та масивним магнітопроводом статора.....	5
КОНДРАТЕНКО І.П., КРИЩУК Р.С. Математична модель магнітоелектричної машини.....	2
КОЦУР М.І. Дослідження електромагнітних та механічних процесів асинхронно-синхронного електромеханічного перетворювача в режимі неробочого ходу	2
КРАСНОШАПКА Н.Д., ПУШКАР М.В., ПЕЧЕНИК М.В., ГОЛОВЕШКІН Д.О., КИПИЧЕНКО В.В. Стійкість робочих режимів автономних асинхронних генераторів із самозбудженням	3
КРИЩУК Р.С. Застосування фазних струмових контурів для моделювання гармонійного магнітного поля магнітоелектричного генератора.....	5
ПЕРЕСАДА С.М., НІКОНЕНКО Є.О., КОВБАСА С.М., КУЗНЕЦОВ О., ЛУК'ЯНЧИКОВ А.Л. Синтез двоконтурних систем керування напругою реверсивних підвищувальних DC-DC перетворювачів.....	1

ПОПОВИЧ О.М., ГОЛОВАНЬ І.В. Моделювання асинхронних машин у складі електро-механічних систем з урахуванням втрат у сталі ротора	5
ХУДЯЄВ О.А., ПШЕНИЧНИКОВ Д.О., КЛЕПІКОВ В.Б., ОБРУЧ І.В. Динамічна модель ітераційного електропривода подачі з двома гвинтовими передачами для прецизійних верстатів та обробних центрів	3
ЧЕПКУНОВ Р.А. Реверсивний асинхронний електропривод з керуванням за реактивною потужністю	1
ШУРУБ Ю.В., ДУДНИК А.О., РУДЕНСЬКИЙ А.А. Синтез типових цифрових астатичних регуляторів промислових електроприводів	3
ШУРУБ Ю.В., ПОПОВИЧ О.М., БІБІК О.В. Підвищення енергетичної ефективності регульованого електроприводу одноциліндрового поршневого компресора	4
GREBENIKOV V.V., PODOLTSEV O.D., GAMALIIA R.V., TAZHIBAIEV A.A., ARYNOV N.N., SAKHNO O.A. Computer modeling of transient electromechanical processes in a wind power plant with a magnetic gearbox.....	6
GRECHKO O.M. Influence of the poles shape of DC electromagnetic actuator on its thrust characteristic.....	1
LEIDHOLD R., KALUHIN D., TOLOCHKO O. Experimental research of the magnetization and demagnetization processes of the vector-controlled induction motor	6
MAZURENKO L.I., DZHURA O.V., SHYKHENENKO M.O., KOROTIN S.M. Control of a capacitor excited isolated induction generator assisted by a multi-modular power electronic converter	6
PETUKHOVI.S., KIREYEV V.G., AKININ K.P., LAVRINENKO V.A. Decreasing torque ripple of a slotless permanent magnet torque motor using a double-layer winding	4

Електроенергетичні системи та устаткування

БЛІНОВ І.В., ПАРУС Є.В., ШИМАНЮК П.В., ВОРУШИЛО А.О. Модель оптимізації функціонування мікромережі з СЕС та установкою зберігання енергії	5
БУТКЕВИЧ О.Ф., ГУРСЬВА Т.М., ЮНСЬВА Н.Т., СЛОБОДЯН А.Р. Експериментально-модельні дослідження впливу розосередженої генерації на виникнення асинхронних режимів в об'єднаній енергосистемі України	6
БУЙНИЙ Р.О., БЕЗРУЧКО В.М., СТРОГІЙ А.Ю. Визначення величини ємності системи провід-ізолятор-штир в повітряних лініях напругою 6-10 кВ для оцінки можливості ранньої діагностики стану ізоляції	6
ГРЕБЧЕНКО М.В., СОПЕЛЬ М.Ф., СПОДИНСЬКИЙ О.В. Аналіз результатів експериментальних досліджень неоднорідності мережі постійного струму	2
ДЕРЕВ'ЯНКО Д.Г., ШВІРСЬКІ К. Побудова моделей оптимальної взаємодії джерел розосередженої генерації та систем акумулювання енергії у межах Microgrid систем	1
ЄВДОКІМОВ В.А., БОРУКАЄВ З.Х., ОСТАПЧЕНКО К.Б. Комп'ютерна система моделювання процесів ціноутворення на оптовому ринку електроенергії	2
ЖАРКИН А.Ф., ПОПОВ В.А., ЯРМОЛЮК О.С., ПАЛАЧОВ С.О., НАТАЛИЧ В.О. Багаторівневі гнучкі системи розподілу електричної енергії	5
КИРИЛЕНКО О.В., СТОГНІЙ Б.С., ДЕНИСЮК С.П., СОПЕЛЬ М.Ф. Smart-моніторинг електроенергетичних систем.....	5
МІРОШНИК В.О., ЛОСКУТОВ С.С. Підвищення точності багатofакторних коротко-строкових прогнозів генерації сонячних електростанцій на основі штучної нейронної мережі.....	1
ПАРУС Є.В., ЄВДОКІМОВ В.А. Оцінка результатів сполучення ринків електричної енергії на ринку «на добу наперед»	1
ПАРУС Є.В., БЛІНОВ І.В., МІРОШНИК В.О., РИБІНА О.Б., ОЛЕФІР Д.О., СИЧОВА В.В. Модель оптимального розподілу гідроресурсів ГЕС з резервуванням потужностей для надання допоміжних послуг автоматичного відновлення частоти.....	3
СТЕЛЮК А.О., ЛУК'ЯНЕНКО Л.М. Аналіз налаштування пристроїв автоматичного частотногорозвантаження з урахуванням європейських вимог.....	5

Електротехнологічні комплекси та системи

АЗЮКОВСЬКИЙ О.О., ПАПАЙКА Ю.А., БАБЕНКО М.В. Урахування змінної складової потенціалу підземних сталевих трубопроводів під час розробки електротехнічних комплексів для їхнього захисту від електрохімічної корозії	5
АНДРІЙЧУК В.А., КОСТИК Л.М., ФІЛЮК Я.О., НАКОНЕЧНИЙ М.С. Дослідження перехідних процесів в електричному колі з світло діодами.....	2
ВОЙКО М.І. Sub-nanosecond switching of high-voltage trigatrons.....	3

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

БОРЩЕВ П.І., ЛАМЕКО О.Л., МЕЛЬНИК В.Г. Зменшення впливу відхилень параметрів генераторів у прецизійних квадратурних мостах.....	1
БОРЩОВ П.І., БРАГИНЕЦЬ І.О., МАСЮРЕНКО Ю.О., МЕЛЬНИК В.Г. Особливості побудови імпедансометричних каналів для роботи на низьких та інфранизьких частотах.....	3
БОРЩОВ П.І., МЕЛЬНИК В.Г. Ітераційний метод визначення параметрів перетворювачів диференційних кондуктометричних сенсорів	4
ГИЖКО Ю.І., ЗВАРИЧ В.М. Особливості побудови компонентів багаторівневих експертних систем вібродіагностики вузлів електротехнічного обладнання з урахуванням використання бездротових блоків зв'язку	5
КАРАСІНСЬКИЙ О.Л., ТЕСИК Ю.Ф. Розробка та дослідження алгоритмів вимірювання параметрів електроенергії у разі використання фіксованої частоти дискретизації сигналів.....	4
ЛАМЕКО О.Л., ПЕТРЕНКО А.В., МЕЛЬНИК В.Г., ВАСИЛЕНКО О.Д., МЕЛЬНИКОВ О.О. Розвиток принципів побудови апаратури для реалізації методу амперостатичної кулонометрії	6
ТЕСИК Ю.Ф., КАРАСІНСЬКИЙ О.Л., МОРОЗ Р.М., ПРОНЗЕЛЄВА С.Ю., ЗАЙКОВ М.В., БОГДАН О.М. Дослідження цифро-аналогового підсилювача сигналу з мінімальними нелінійними спотвореннями.....	6
BAIDA Ye.I., PANTELYAT M.G. Using the Monte Carlo method for calculating the error of the measurement system	6

Персоналії

До 70-річчя академіка НАН України А.Ф. ЖАРКІНА	3
До 85-річчя доктора технічних наук В.Б. КЛЕПІКОВА.....	4
ПОКАЖЧИК статей за 2024 рік.....	6