

ISSN 2074-272X

**науково-практичний
журнал**

2020/6



EIE **Електротехніка і** **Електромеханіка**

Electrical Engineering

& Electromechanics

Електричні машини та апарати
Електротехнічні комплекси та системи
Електроізоляційна та кабельна техніка
Електричні станції, мережі і системи

Журнал включено до найвищої категорії «А»
Переліку фахових видань України

З 2015 р. журнал індексується у міжнародній
наукометричній базі Web of Science
Core Collection: Emerging Sources
Citation Index



«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА»

НАУКОВИЙ ЖУРНАЛ

Видання засновано Національним технічним університетом «Харківський політехнічний інститут» (НТУ «ХПІ») та Державною установою «Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України» (ДУ «ІТПМ НАНУ»)

Журнал засновано у 2002 р.

Свідоцтво про державну реєстрацію друкованого засобу масової інформації
Серія КВ № 21021-10821ПР від 07.10.2014 р.



«ELECTRICAL ENGINEERING & ELECTROMECHANICS»

EDITORIAL BOARD

- Sokol Ye.I.** Editor-in-Chief, Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, Rector of NTU «KhPI», Ukraine
Korytchenko K.V. Deputy Editor, Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute» (NTU «KhPI»), Ukraine
Rozov V.Yu. Deputy Editor, Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, Director of State Institution «Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS of Ukraine» (SI «ITPM NASU»), Kharkiv, Ukraine
Baltag O. Professor, Grigore T. Popa University Medicine and Pharmacy, Faculty of Medical Bioengineering, Iasi, Romania
Baranov M.I. Professor, Research and Design Institute «Molniya» of NTU «KhPI», Ukraine
Batygin Yu.V. Professor, Kharkiv National Automobile and Highway University, Ukraine
Bíró O. Professor, Institute for Fundamentals and Theory in Electrical Engineering, Graz, Austria
Bolyukh V.F. Professor, NTU «KhPI», Ukraine
Bouktir T. Professor, Ferhat Abbas University, Setif 1, Algeria
Buriakovskiy S.G. Professor, Director of Research and Design Institute «Molniya» of NTU «KhPI», Ukraine
Butkevych O.F. Professor, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine (IED of NASU), Kyiv, Ukraine
Colak I. Professor, Nisantasi University, Istanbul, Turkey
Doležel I. Professor, University of West Bohemia, Pilsen, Czech Republic
Féliachi M. Professor, Technological Institute of Saint-Nazaire, University of Nantes, France
Grinchenko V.S. Ph.D., SI «ITPM NASU», Kharkiv, Ukraine
Gurevich V.I. Ph.D., Honorable Professor, Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, Haifa, Israel
Ida N. Professor, The University of Akron, Ohio, USA
Kildishev A.V. Associate Research Professor, Purdue University, USA
Klepikov V.B. Professor, NTU «KhPI», Ukraine
Korovkin N. Professor, Peter the Great Saint-Petersburg Polytechnic University, St. Petersburg, Russia
Korzeniewska E. Professor, Lodz University of Technology, Institute of Electrical Engineering Systems, Poland
Kuznetsov B.I. Professor, SI «ITPM NASU», Ukraine
Kyrylenko O.V. Professor, Member of NAS of Ukraine, Director of IED of NASU, Kyiv, Ukraine
Maslov V.I. Professor, National Science Center «Kharkiv Institute of Physics and Technology», Ukraine
Mi Zou Ph.D., Chongqing University of Posts and Telecommunications, China
Mikhaylov V.M. Professor, NTU «KhPI», Ukraine
Milykh V.I. Professor, NTU «KhPI», Ukraine
Nacke B. Professor, Gottfried Wilhelm Leibniz Universität, Institute of Electrotechnology, Hannover, Germany
Petrushin V.S. Professor, Odessa National Polytechnic University, Ukraine
Podoltsev A.D. Professor, IED of NASU, Kyiv, Ukraine
Rainin V.E. Professor, Moscow Power Engineering Institute, Russia
Reutskiy S.Yu. Ph.D., SI «ITPM NASU», Kharkiv, Ukraine
Rezinkin O.L. Professor, NTU «KhPI», Ukraine
Rezinkina M.M. Professor, NTU «KhPI», Ukraine
Shcherbak Ya.V. Professor, NTU «KhPI», Ukraine
Shkolnik A.A. Ph.D., Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, Haifa, Israel
Trichet D. Professor, Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique, Nantes, France
Vaskovskiy Yu.M. Professor, National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute», Kyiv, Ukraine
Vinnikov D. Professor, Tallinn University of Technology, Estonia
Yagup V.G. Professor, O.M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv, Ukraine
Yatchev I. Professor, Technical University of Sofia, Bulgaria
Zagirnyak M.V. Professor, Member of NAES of Ukraine, Rector of Kremenchuk M.Ostrohradskiy National University, Ukraine
Zgraja J. Professor, Institute of Applied Computer Science, Lodz University of Technology, Poland
Grechko O.M. Executive Managing Editor, Ph.D., NTU «KhPI», Ukraine

Адреса редакції / Editorial office address:

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», вул. Кирпичова, 2, м. Харків, 61002, Україна
National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», Kurpychova Str., 2, Kharkiv, 61002, Ukraine
тел. / phone: +380 57 7076281, +380 67 3594696, e-mail: a.m.grechko@gmail.com (Гречко Олександр Михайлович / Grechko O.M.)

ISSN (print) 2074-272X

© Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут», 2020

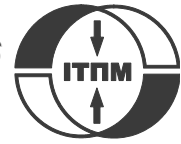
ISSN (online) 2309-3404

© ДУ «Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України», 2020

Підписано до друку 24.12.2020 р. Формат 60 x 90 ¼. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,25.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-06-2020. Ціна договірна.

Надруковано ТОВ «Друкарня «Мадрид», Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

- Снітков К.І., Шабатура Ю.В. Метод зменшення похибки визначення кутових переміщень при використанні індукційних давачів..... 3
- Ставинский А.А., Цыганов А.Н. Конструктивно-технологические предложения усовершенствования однофазного трансформатора с шихтованным магнитопроводом..... 11

Електротехнічні комплекси та системи

- Khlopenko I.N., Khlopenko N.J., Rozhkov S.A. Analysis and verification of the operation of the stabilizing robust controller's electrical circuit of the rotor flux-linkage control system 18
- Лебедев В.А., Жук Г.В., Островерхов Н.Я., Халимовский А.М. Управление координатами вентильного электропривода механизмов подачи автоматизированного сварочного оборудования..... 24

Електроізоляційна та кабельна техніка

- Пальчиков О.О. Пробивное напряжение воздушных включений микронного диапазона в конденсаторной бумаге 30

Електричні станції, мережі і системи

- Bourouis B., Djeghloud H., Benalla H. An innovative algorithm for a hybrid FC/battery system energy management 35
- Kouadri R., Slimani L., Bouktir T. Slime mould algorithm for practical optimal power flow solutions incorporating stochastic wind power and static VAR compensator device 45
- Красножон А.В., Буйний Р.О., Діхтярук І.В., Квицинський А.О. Дослідження розподілу магнітного поля діючої двоколової ЛЕП 110 кВ «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» у зоні житлової забудови та методів його зменшення до безпечного рівня 55
- Lebied R., Lalalou R., Benalla H., Nebti K., Boukhechem I. Ameliorate direct power control of standalone wind energy generation system based on permanent magnet synchronous generator by using fuzzy logic control..... 63

Ювілеї

- Розов Владимир Юрійович (до 75-річчя з дня народження)..... 71
- Кафедрі «Електричні машини» НТУ «Харківський політехнічний інститут» 100 років 72

TABLE OF CONTENTS

Electrical Machines and Apparatus

- Snitkov K.I., Shabatura Y.V. A method of reducing the error in determining the angular displacements when using inductive sensors 3
- Stavinskiy A.A., Tsyganov A.M. Design and technological proposals for improving a single-phase transformer with laminated magnetic core..... 11

Electrotechnical Complexes and Systems

- Khlopenko I.N., Khlopenko N.J., Rozhkov S.A. Analysis and verification of the operation of the stabilizing robust controller's electrical circuit of the rotor flux-linkage control system 18
- Lebedev V.A., Zhuk G.V., Ostroverkhov N.J., Khalimovskyy A.M. Control of valve electric drive coordinates of automated welding equipment feed mechanisms..... 24

Electrical Insulation and Cable Engineering

- Palchykov O.O. Breakdown voltage of micron range air inclusions in capacitor paper 30

Power Stations, Grids and Systems

- Bourouis B., Djeghloud H., Benalla H. An innovative algorithm for a hybrid FC/battery system energy management 35
- Kouadri R., Slimani L., Bouktir T. Slime mould algorithm for practical optimal power flow solutions incorporating stochastic wind power and static VAR compensator device 45

Krasnozhon A.V., Buinyi R.O., Dihtyaruk I.V., Kvytsynskyi A.O. The investigation of distribution of the magnetic flux density of operating two-circuit power line 110 kV «ChTPP-Chernihiv-330» in the residential area and methods of its decreasing to a safe level.....	55
Lebid R., Lalalou R., Benalla H., Nebti K., Boukhechem I. Ameliorate direct power control of standalone wind energy generation system based on permanent magnet synchronous generator by using fuzzy logic control.....	63

Anniversaries

Rozov V.Yu. (on the 75th anniversary of his birth).....	71
Electrical Machines Department of National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute» 100 years	72

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» – передплатне видання. Вартість передплати на 2021 рік – 777,24 грн., на два місяці – 129,54 грн., на чотири місяці – 259,08 грн., на шість місяців – 388,62 грн., на вісім місяців – 518,16 грн., на десять місяців – 647,70 грн. Передплатний індекс у каталозі ПАТ «УкрПошта»: 01216.

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

Постановою президії ВАК України від 15 січня 2003 р. № 1-08/5 науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» внесено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук та перереєстровано Наказом МОН України № 1328 від 21 грудня 2015 р. Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 2002 року.

Згідно Наказу МОН України №1412 від 18.12.2018 р. науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включено до найвищої категорії «А» Переліку фахових видань України з технічних наук.

Починаючи з №1 за 2006 р. згідно з Наказом МОН України №688 від 01.12.2005 р. журнал надсилається до УкрІНТЕІ.

Електронна копія журналу «Електротехніка і Електромеханіка», зареєстрованому у Міжнародній системі реєстрації періодичних видань під стандартизованим кодом ISSN 2074-272X, надсилається до Національної бібліотеки України ім. В.І. Вернадського і, починаючи з 2005 р., представлена на сайті бібліотеки (<http://nbuv.gov.ua/>) в розділі «Наукова періодика України», а також на офіційному сайті журналу (<http://eie.khpi.edu.ua/>).

Починаючи з №1 за 2016 р. усі статті на сайті доступні на двох мовах – обов'язково англійською, а також російською або українською. Також кожній статті в журналі присвоюється унікальний цифровий ідентифікатор DOI (Digital Object Identifier) від організації Crossref (<http://crossref.org/>).

Журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включений у довідник періодичних видань Ulrich's Periodical Directory, представлений у загальнодержавній реферативній базі даних «Україніка Наукова», реферативному журналі «Джерело», індексується у наукометричній базі даних Web of Science Core Collection: Emerging Sources Citation Index (ESCI), що рекомендована МОН України, представлена у Index Copernicus (ICV 2019: 100.00), і входить до баз даних EBSCO, ProQuest, GALE, DOAJ тощо.



Звертаємо увагу авторів на необхідність оформлення рукописів статей відповідно до Вимог, які наведені на офіційному сайті журналу (<http://eie.khpi.edu.ua/>), розміщеному на платформі «Наукова періодика України» (<http://journals.urau.ua/>).

К.І. Снітков, Ю.В. Шабатура

МЕТОД ЗМЕНШЕННЯ ПОХИБКИ ВИЗНАЧЕННЯ КУТОВИХ ПЕРЕМІЩЕНЬ ПРИ ВИКОРИСТАННІ ІНДУКЦІЙНИХ ДАВАЧІВ

У роботі виконано дослідження нового методу зменшення похибки визначення кутових переміщень за допомогою індукційного давача, його математичне забезпечення та експериментальна перевірка. Представлений метод базується на вимірюванні кута зсуву фаз сигналів давача, визначення якого здійснюється за допомогою співставлення оцифрованих значень сигналів давача із круговою дискретною згорткою та подальшим визначенням їх ортогональних складових. На основі значень отриманих ортогональних складових здійснюється визначення кута за допомогою цифрового детектору фази, в основі роботи якого лежить застосування програмного компаратору та обернених тригонометричних функцій. Запропонований метод не вимагає використання демодуляторів, лічильника та таблиць квадрантів, які асоціюються із традиційними методами визначення кута зсуву фаз сигналів. Представлений метод може бути використаний для вимірювання кутів у діапазоні $0-2\pi$, є простим, і може бути легко реалізований за допомогою цифрових засобів. Бібл. 9, табл. 3, рис. 16.

Ключові слова: кутові переміщення, математичний метод, індукційний давач, обертовий трансформатор, кругова дискретна згортка, ортогональні складові, точність, зсув фази.

В работе выполнено исследование нового метода уменьшения погрешности определения угловых перемещений с помощью индукционного датчика, его математическое обеспечение и экспериментальная проверка. Представленный метод основан на измерении угла сдвига фаз сигналов датчика, определение которого осуществляется с помощью сопоставления оцифрованных значений сигналов датчика с круговой дискретной сверткой и последующим определением их ортогональных составляющих. На основе значений полученных ортогональных составляющих осуществляется определение угла с помощью цифрового детектора фазы, в основе работы которого лежит применение программного компаратора и обратных тригонометрических функций. Предложенный метод не требует использования демодуляторов, счетчика и таблиц квадрантов, которые ассоциируются с традиционными методами определения угла сдвига фаз сигналов. Представленный метод может быть использован для измерения углов в диапазоне $0-2\pi$, является простым, и может быть легко реализован с помощью цифровых средств. Библи. 9, табл. 3, рис. 16.

Ключевые слова: угловые перемещения, математический метод, индукционный датчик, вращающийся трансформатор, круговая дискретная свертка, ортогональные составляющие, точность, сдвиг фазы.

Вступ. На сьогоднішній день у багатьох галузях науки і техніки у якості пристроїв, які надають інформацію про поточний стан виконавчих механізмів, широко використовуються куто-вимірювальні системи. У більшості випадків, особливо для пристроїв і механізмів, які працюють в екстремальних умовах, використовуються електромеханічні давачі (давачі кута), робота яких спрямована на перетворення кутових переміщень в інформаційний сигнал.

Як відомо з [1] для визначення кутових переміщень існує велика кількість видів давачів, таких як: оптичний енкодер, гіроскопічні давачі, магнітний енкодер, а також індукційні давачі. Однак застосування вище зазначених типів давачів в кутовимірювальних системах повинні використовуватися із врахуванням призначення таких систем, умов навколишнього середовища та вимог до їх точності. Безсумнівно, що на сьогоднішній день поширеного застосування в кутовимірювальних системах та системах позиціонування здобули оптичні енкодери. Проте, незважаючи на їх широке поширення, сьогодні продовжують функціонувати системи позиціонування, у яких використовуються індукційні електромеханічні перетворювачі у якості елемента системи керування, як у галузі озброєння та військової техніки, так і в галузях промислового призначення. Використання індукційних електромеханічних перетворювачів у вище зазначених галузях пояснюється їх можливістю функціонувати у важких умовах експлуатації та невибагливістю до зовнішніх умов [2]. Однак, поряд з позитивними властивостями, у них є і недоліки – індукційні механічні перетворювачі забезпечують не достатньо високу

точність ідентифікування кутових переміщень. Зокрема – в слідкуючих системах, системах позиціонування та автоматизованих системах наведення озброєння, де такі давачі є основними сенсорами кутових переміщень. Застосування раніше зазначених давачів типу оптичний енкодер, електронний гіроскоп, з відповідною розрядністю, дозволили б здійснювати ідентифікування кутових переміщень з більш високою точністю, вимоги до яких, на сьогоднішній день, сягають десятків кутових секунд. Проте їх використання не задовольняє вище зазначені вимоги щодо умов експлуатації таких систем. Крім того, у разі модернізації кутовимірювальних систем, які функціонують на основі застосування індукційного давача, шляхом його заміни на сучасний цифровий енкодер передбачатимуться значні фінансові затрати, а також конструктивні зміни в системі.

Таким чином, враховуючи вище зазначене, виникає необхідність підвищити точність визначення кутових переміщень за допомогою індукційного давача, який застосовується в існуючих та в перспективних кутовимірювальних системах на основі застосування спеціальної математичної обробки інформаційного сигналу такого давача.

Аналіз публікацій. Сьогодні відомо багато публікацій, у яких розглянуто як апаратні так і програмні методи і засоби визначення кута повороту ротора індукційного давача, більшість з яких розглянуто в [3]. Аналіз цих публікацій дає можливість отримати знання про існуючі методи визначення кутових пере-

мішень індукційного давача, а також ознайомитися з перспективними напрямками майбутніх досліджень.

Зокрема, використання аналогових апаратних засобів (так званих фільтрів сигналу), які функціонують на основі використання R, C елементів дійсно дозволяють зменшити похибку ідентифікування кута, проте з недостатньою точністю. Причому, подальше її підвищення унеможливується за рахунок впливу дестабілізуючих факторів, таких як: температура, час, частота, які впливають як на параметри R, C елементів, так і на параметри індукційного давача кута [4]. Також, широкого розповсюдження здобули цифрові засоби, які пропонуються провідними виробниками електроніки (наприклад Texas Instruments, Freescale Semiconductor, Analog Devices), у якості готових рішень для обробки інформаційних сигналів індукційного перетворювача в основу яких покладено здійснення нескладних обчислень із використанням сучасних електронних компонентів у поєднанні із мікроконтролерною технікою [5]. Також, у роботі [6] запропоновано, новітній програмно-апаратний метод для ідентифікування кута повороту ротора індукційного давача, який базується на основі застосування фазового автопідлаштування частоти. Із використанням запропонованої схеми цього програмно-апаратного методу не виникає необхідності здійснення демодуляції сигналу, використання таблиці квадрантів, лічильників імпульсів та цифро-аналогових перетворювачів. Проте, похибка визначення кутів повороту ротора давача при використанні такого методу складає 0,3 % на повному проміжку діапазону значень 0-360°. Також в основі такого апаратно-програмного методу лежить запропонована схема, реалізація якої здійснюється на використанні простих радіоелектронних елементів, зокрема, резисторів, а отже фактор температури навколишнього середовища буде впливати на точність результатів ідентифікування.

У роботах [7, 8] представлені методи перетворення сигналів давача в кутове положення на основі застосування математичних обчислень із використанням поліному 3-го порядку [7], та генерування допоміжних синусоїдальних сигналів [8], для реалізації яких використовуються напівпровідникові компоненти та мікроконтролери. У результаті застосування таких методів досягається висока точність визначення кутових положень на високій частоті обертання валу. Проте, у вище розглянутих методах пропонується здійснювати демодуляцію синусного та косинусного сигналу для визначення кута повороту, а отже передбачається, що вал давача повинен здійснювати обертання із заданою швидкістю, яка необхідна для модуляції даних сигналів. Виходячи із вище зазначеного, застосування таких методів унеможливується в таких системах як стабілізація, позиціонування, або системи із використанням безредукторних виконавчих механізмів, де швидкість обертання вала давача наближена до нуля.

Таким чином, **метою роботи** є розробка спеціального математичного забезпечення для визначення кутових переміщень ротора індукційного давача на основі визначення ортогональних складових з цифрових значень сигналів давача із застосуванням кругової дискретної згортки. Також у статті здійснюється екс-

периментальна перевірка розробленого спеціального математичного апарату для індукційних кутовимірювальних сенсорів, у яких швидкість обертання ротора наближена до нуля.

В даній роботі у якості давача кута використовується індукційний давач – резольвер (обертовий трансформатор). Конструкція таких давачів є типовою і складається з двох обмоток, розміщених на статорі в одній і тій ж магнітній системі, але їх геометричні вісі розташовані взаємно перпендикулярно. Так само і обмотки ротора знаходяться в одній магнітній системі і є взаємно перпендикулярними одна до одної. Типовим способом забезпечення збудження обертового трансформатора є підключення однієї його обмотки статора до мережі живлення, а іншу обмотку замикають накоротко, або підключають до потенціометра, що реалізується в методі розглянутому в роботі [7].

Однак **суть** реалізації **методу**, запропонованого авторами цієї роботи, полягає не у вимірюванні амплітуд сигналу з подальшою її демодуляцією, а у визначенні зсуву фаз між вхідними та вихідними сигналами, що можливо здійснити при підключенні обох обмоток збудження індукційного давача до джерела живлення синусоїдальних напруг, як зображено на (рис. 1).

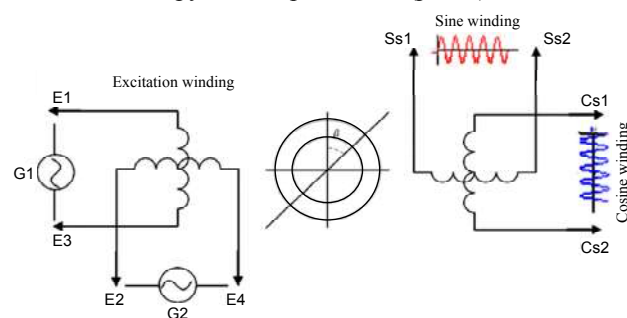


Рис. 1. Конфігурація обмоток індукційного давача

На (рис. 1) наведена схема вказаної конфігурації обмоток індукційного давача – обертового трансформатора для визначення зсуву фази вихідного сигналу в залежності від кута повороту ротору цього давача. До затискачів обмотки збудження E1-E3 та до E2-E4 відповідно подається напруга збудження G1, G2, яка рівна за амплітудою і частотою, проте зміщена одна відносно одної на 90°, що може бути описана за наступними виразами:

$$G1 = U_{fs} = A \cdot \sin(\omega t), \quad (1)$$

$$G2 = U_{fc} = A \cdot \cos(\omega t), \quad (2)$$

де A – амплітуда напруги живлення давача, ω – кутова частота сигналу збудження, t – час.

Внаслідок отримання живлення симетричним струмом в повітряному проміжку магнітної системи індукційного давача виникає обертове магнітне поле, вектор якого має постійну величину і рівномірно обертається з частотою живлення. Тоді сигнали, які формуються на затискачах Ss1-Ss2 обмотки «sine winding» та на затискачах Cs1-Cs2 обмотки «cosine winding» набувають форму синусоїдальної напруги постійної частоти, які зсунуті по фазі відносно напруги збудження давача, причому зсув фази буде визначатися кутом повороту ротора індукційного давача,

оскільки обертання вектора магнітного поля здійснюється з постійною швидкістю, тому максимумами вихідних сигналів будуть відповідати моменту часу проходження вектору магнітного поля через напрям вісі повздовжньої обмотки ротора індукційного давача. Опис сигналів на затискачах Ss1-Ss2 обмотки «sine winding» та на затискачах Cs1-Cs2 обмотки «cosine winding» можна здійснити наступними виразами:

$$U_{ss} = k \cdot A \cdot \sin(\omega t + \beta), \quad (3)$$

$$U_{cs} = k \cdot A \cdot \cos(\omega t + \beta), \quad (4)$$

де U_{ss} – значення сигналу на затискачах Ss1-Ss2 обмотки «sine winding», U_{cs} – значення сигналу на затискачах Cs1-Cs2 обмотки «cosine winding», k – коефіцієнт трансформації, β – кут повороту ротора відносно статора (іншими словами, β – кут зсуву фази сигнальної обмотки відносно обмотки збудження).

Визначення кута повороту ротора індукційного давача відносно статора здійснюється на основі застосування методу визначення ортогональних складових з масивів значень, які містять інформацію про сигнали давача із застосуванням кругової дискретної згортки, реалізацію якого можна здійснити за запропонованою спрощеною структурною схемою (рис. 2).

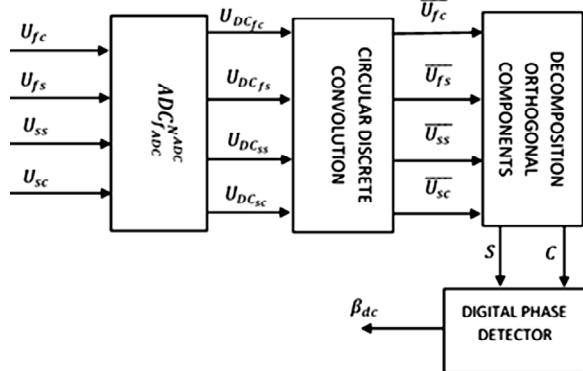


Рис. 2. Спрощена структурна схема запропонованого методу для визначення кутів переміщень індукційного давача

На рис. 2 прийняті такі позначення: U_{fs} , U_{fc} – аналогові значення сигналів, які надходять з обмотки збудження та описані виразами (1) і (2); U_{ss} та U_{sc} – аналогові значення сигналів сигнальних обмоток (3), (4); ADC (analog-to-digital converter) – m -каналний аналого-цифровий перетворювач (АЦП) з розрядністю N_{ADC} та частотою семплювання f_{adc} ; $U_{DC_{fc}}$, $U_{DC_{fs}}$, $U_{DC_{ss}}$, $U_{DC_{sc}}$ – цифрові значення сигналів обмоток збудження та сигналів сигнальних обмоток після проходження блоку ADC; Circular Discrete Convolution – блок формування дискретної згортки сигналу шляхом мультиплікації масивів, які сформовані на основі значень сигналів отриманих з обмоток давача із значеннями генерованих синусоїдальних сигналів; $\overline{U_{fs}}$, $\overline{U_{fc}}$, $\overline{U_{ss}}$, $\overline{U_{sc}}$ – результати формувань масивів значень кругової дискретної згортки сигналу індукційного давача у цифровому вигляді; Decomposition Orthogonal Components – блок вивільнення ортогональних складових, результатом обчислень якого є пара чисел S і C , які поступають на блок Digital Phase Detector – блок цифрового визначення

фази. Результатом обчислення у Digital Phase Detector є кут β_{dc} , який рівний куту положення ротора. Таким чином, як впливає з опису функціонування наведеної схеми, для реалізації запропонованого методу передбачається використання сучасних засобів для перетворення аналогового сигналу у цифровий код, а також застосування мікропроцесорної техніки для виконання розрахунків.

Робота запропонованої **схеми** здійснюється наступним чином: сигнали U_{fs} , U_{fc} , U_{ss} , U_{sc} , які описані виразами (1) – (4), поступають на блок $ADC_{f_{ADC}}^{N_{ADC}}$,

робота якого повинна забезпечувати перетворення значень сигналів як функцій неперервних змінних у функцію дискретних змінних у вигляді скінченної кількості відліків значень дискретної величини. Тому значення сигналів після АЦП перетворення можна описати наступними виразами:

$$U_{DC_{fci}} = A \cdot \frac{\text{trunc}(2^{N_{ADC}-1} \cdot \frac{(A + \text{rnd}(\delta) - \frac{\delta}{2}) \cdot \cos(\omega t_{si})}{A})}{2^{N_{ADC}-1}}, \quad (5)$$

$$U_{DC_{fsi}} = A \cdot \frac{\text{trunc}(2^{N_{ADC}-1} \cdot \frac{(A + \text{rnd}(\delta) - \frac{\delta}{2}) \cdot \sin(\omega t_{si})}{A})}{2^{N_{ADC}-1}}, \quad (6)$$

$$U_{DC_{ssi}} = A \cdot \frac{\text{trunc}(2^{N_{ADC}-1} \cdot \frac{(A + \text{rnd}(\delta) - \frac{\delta}{2}) \cdot \sin(\omega t_{si} + \beta)}{A})}{2^{N_{ADC}-1}}, \quad (7)$$

$$U_{DC_{sci}} = A \cdot \frac{\text{trunc}(2^{N_{ADC}-1} \cdot \frac{(A + \text{rnd}(\delta) - \frac{\delta}{2}) \cdot \cos(\omega t_{si} + \beta)}{A})}{2^{N_{ADC}-1}}, \quad (8)$$

де $U_{DC_{fci}}$, $U_{DC_{fsi}}$ – цифрові значення сигналів обмотки збудження індукційного давача, $U_{DC_{ssi}}$, $U_{DC_{sci}}$ – цифрові значення сигналів синусної обмотки та косинусної обмотки відповідно; функція trunc – функція округлення числа до цілого значення; функція rnd – програмний давач випадкових величин; δ – величина випадкових збурень, яка сягає 1 %, що відомо з проведених експериментальних досліджень [9], один із результатів такого дослідження наведено на (рис. 3); $2^{N_{ADC}-1}$ – розрядність АЦП зменшена на один розряд, який використовується для визначення полярності функції; t_{si} – період відліків сигналу, який визначається за формулою:

$$t_{si} = i \cdot T_{adc}, \quad (9)$$

де i – порядковий номер вибірки АЦП, який приймає значення від 0 до N_s ; T_{adc} – період відліку АЦП:

$$T_{adc} = \frac{1}{f_{adc}}, \quad (10)$$

$$N_s = \frac{f_{adc}}{f}, \quad (11)$$

де f_{adc} – частота відліків АЦП; f – частота збудження індукційного давача; N_s – кількість відліків АЦП.

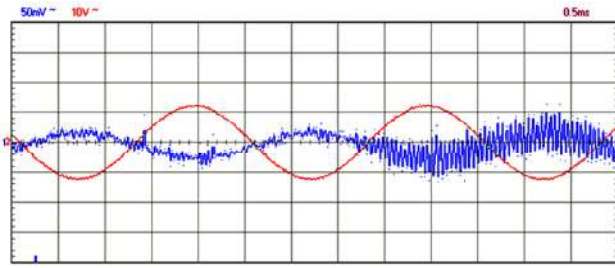


Рис. 3. Вплив випадкових збурень на амплітуду сигналу індукційного давача

Отримані масиви значень сигналів $U_{DC_{fci}}$, $U_{DC_{fsi}}$, $U_{DC_{ssi}}$, $U_{DC_{sci}}$ поступають на блок Circular Discrete Convolution, у якому формується згортка сигналу за рахунок їх мультиплікації із генерованою функцією синуса, тим самим і відбувається цифрова фільтрація сигналу. На основі цього формування згортки сигналу можна описати наступними виразами:

$$\overline{U_{fc_i}} = \sum_{j=0}^{N_s} \left[U_{DC_{fci}} \cdot U_{\sin_i} \begin{cases} i-j, & \text{if } i-j \geq 0 \\ (i-j)+N_s, & \text{otherwise} \end{cases} \right] \cdot \frac{2}{N_s}, \quad (12)$$

$$\overline{U_{fs_i}} = \sum_{j=0}^{N_s} \left[U_{DC_{fsi}} \cdot U_{\sin_i} \begin{cases} i-j, & \text{if } i-j \geq 0 \\ (i-j)+N_s, & \text{otherwise} \end{cases} \right] \cdot \frac{2}{N_s}, \quad (13)$$

$$\overline{U_{ss_i}} = \sum_{j=0}^{N_s} \left[U_{DC_{ssi}} \cdot U_{\sin_i} \begin{cases} i-j, & \text{if } i-j \geq 0 \\ (i-j)+N_s, & \text{otherwise} \end{cases} \right] \cdot \frac{2}{N_s}, \quad (14)$$

$$\overline{U_{sc_i}} = \sum_{j=0}^{N_s} \left[U_{DC_{sci}} \cdot U_{\sin_i} \begin{cases} i-j, & \text{if } i-j \geq 0 \\ (i-j)+N_s, & \text{otherwise} \end{cases} \right] \cdot \frac{2}{N_s}, \quad (15)$$

де

$$U_{\sin_i} = \sin\left(2 \cdot \pi \cdot \frac{i}{N_s}\right). \quad (16)$$

Результат графічного моделювання виразів (12) – (13) зображено на (рис. 4), а виразів (14) – (15) – на (рис. 5).

Після здійснення фільтрації через цифровий фільтр блоку Circular Discrete Convolution цифрові масиви сигналів $\overline{U_{fc_i}}$, $\overline{U_{fs_i}}$, $\overline{U_{ss_i}}$, $\overline{U_{sc_i}}$ надходять на блок Decomposition Orthogonal Components, де відбувається їх розкладання на ортогональні складові у вигляді пари чисел S і C , що по суті є координатами вектора у Декартовій системі координат:

$$S = \sum_{i=0}^{N_s-1} \left(\overline{U_{ss_i}} \cdot \overline{U_{fs_i}} + \overline{U_{sn_i}} \cdot \overline{U_{fn_i}} \right), \quad (17)$$

$$C = \sum_{i=0}^{N_s-1} \left(\overline{U_{ss_i}} \cdot \overline{U_{fc_i}} - \overline{U_{sn_i}} \cdot \overline{U_{fs_i}} \right), \quad (18)$$

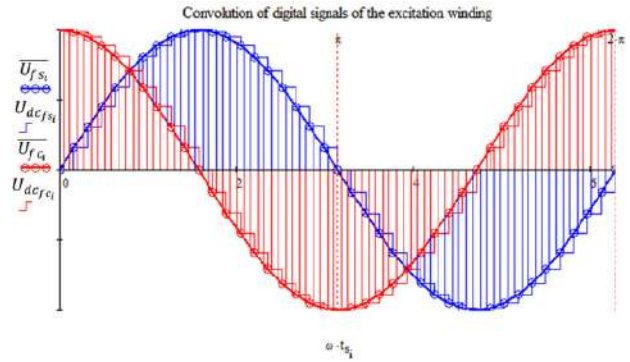


Рис. 4. Графічне представлення кругової дискретної згортки цифрових сигналів обмотки збудження індукційного давача

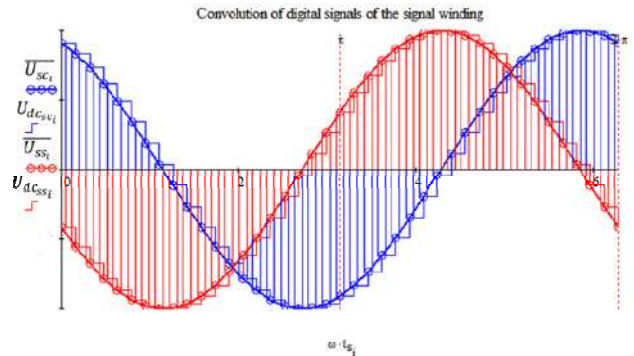


Рис. 5. Графічне представлення кругової дискретної згортки цифрових сигналів сигнальних обмоток індукційного давача

Для визначення зсуву фази сигналу, а отже і кута повороту ротора відносно статора давача, значення ортогональних складових S і C надходять до блоку Digital Phase Detector, який здійснює перетворення координат вектора в кутове значення положення ротора в реальному часі, за алгоритмом, який зображено на рис. 6.

На основі виразів (1) – (18) було проведено комп'ютерне моделювання з використанням значень параметрів реальних АЦП та індукційного давача, які зазначені в табл. 1.

Таблиця 1

Параметри АЦП та індукційного давача		
Параметр	Значення	Одиниці виміру
АЦП		
Розрядність	2^{16}	Bit
Частота відліків	$10 \cdot 10^3$	Hz
Індукційний давач		
Амплітуда напруги збудження	12	V
Частота напруги збудження	400	Hz

Результати зазначеного комп'ютерного моделювання показано на рис. 7, де φ – значення кутів які задаються, β_s – значення кутів, що визначаються.

Крім того, побудовані математичні моделі дозволили отримати залежності похибок визначення кута (на основі застосування методу визначення ортогональних складових із застосуванням кругової дискретної згортки) від кута повороту ротора індукційного давача:

$$\delta = \varphi - \beta_s, \quad (19)$$

де δ – похибка визначення кута в абсолютному значенні (rad).

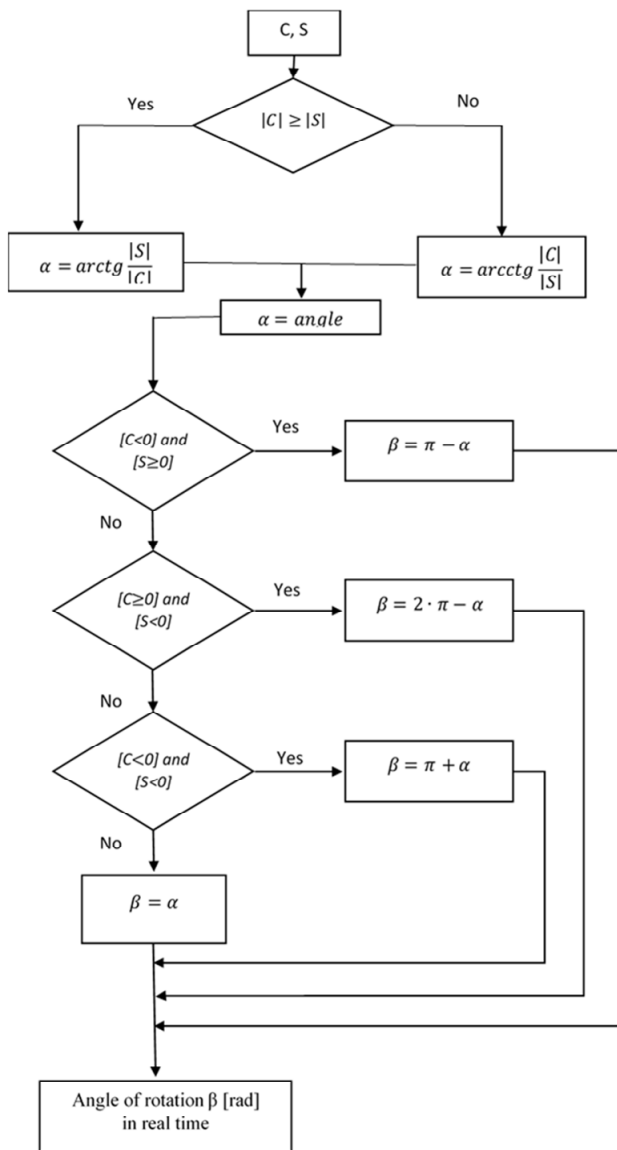


Рис. 6. Алгоритм роботи блоку Digital Phase Detector

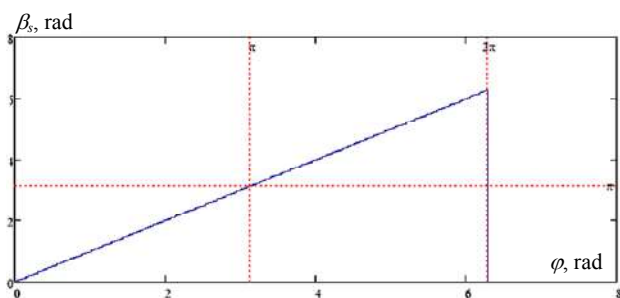


Рис. 7. Залежність визначеного кута β_s від кута повороту ротора індукційного давача φ у повному діапазоні кутових переміщень $0 - 2\pi$

Графічний результат моделювання виразу (19) наведено на рис. 8.

Моделювання залежностей похибок δ визначення кута β_s від кута повороту ротора індукційного давача φ дозволяє отримати значення середньоквадратичної похибки θ

$$\theta = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} (\delta_i^2)} = 9.73 \cdot 10^{-5} \text{ (rad)}, \quad (20)$$

де N – кількість визначених кутів, на проміжку від 0 до 2π , яка в комп'ютерному експерименті приймає значення 60000 .

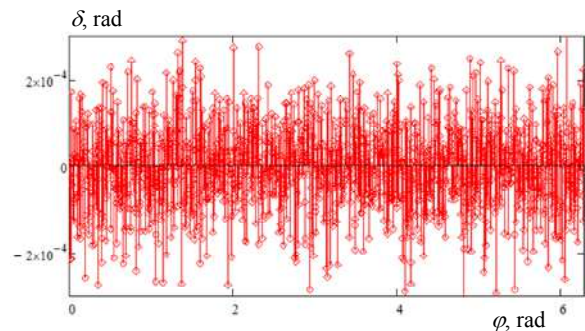


Рис. 8. Залежність похибок δ визначення кута β_s від кута повороту ротора індукційного давача φ

Експериментальна перевірка отриманих результатів. З метою підтвердження результатів теоретичного моделювання запропонованого методу було проведено експериментальне дослідження із використанням лабораторного устаткування, загальний вигляд якого зображено на рис. 9.



Рис. 9. Дослідне устаткування для визначення кутових переміщень

До складу такого устаткування входять наступні компоненти: черв'ячна передача (рис. 10), яка призначена для позиціонування точних кутів переміщення, яка складається із черв'ячного колеса (поз. 1.а на рис. 10) із 588 зубцями та черв'ячного валу (поз. 1.б на рис. 10), з'єднаним із кутовою шкалою (рис. 9), яка має 360 поділок. Тому, обертання черв'ячного валу на 360 поділок шкали відповідає тому, що черв'ячне колесо зробить переміщення на $1.068 \cdot 10^{-2}$ rad. Отже, здійснення переміщення черв'ячного валу на одну поділку шкали призведе до переміщення черв'ячного колеса на $2.967 \cdot 10^{-5}$ rad.

У якості індукційного давача (рис. 9) було використано обертовий трансформатор ВТ-5 КФ3.031.104 (рис. 11,а) класом точності А, номінальні технічні параметри якого відповідають даним табл. 1. Збудження такого давача необхідно напругою та частотою здій-

снюється за допомогою лабораторного двоканального генератора сигналів типу Г6-26 (рис. 11, *b*).

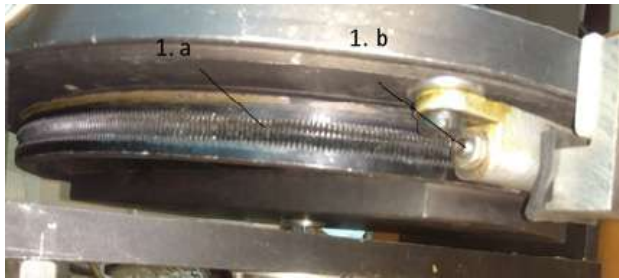


Рис. 10. Черв'ячна передача (загальний вигляд):
1.a – черв'ячне колесо; 1.b – черв'ячний вал

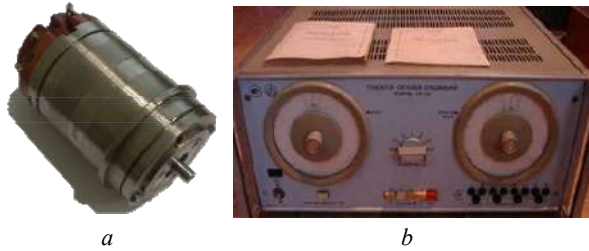


Рис. 11. Загальний вигляд: *a* – обертовий трансформатор ВТ-5; *b* – двоканальний генератор сигналів типу Г6-26

У якості перетворювача вхідних аналогових сигналів в дискретний код у вигляді масиву значень використовувався АЦП (рис. 9) та цифровий осцилограф INSTRUSTAR ISDS2062B (рис. 12, *a*) з подальшою передачею цих масивів через USB інтерфейс на комп'ютер (рис. 9) для виконання математичної обробки. Також для додаткового контролю точності черв'ячної передачі в дослідній установці використовується оптичний енкодер MEGATRON M600 (рис. 12, *b*).

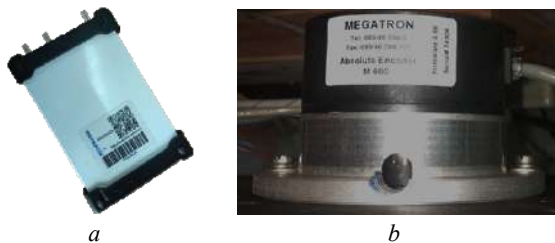


Рис. 12. Загальний вигляд:
a – цифровий осцилограф INSTRUSTAR ISDS2062B,
b – оптичний енкодер MEGATRON M600

Опис функціонування дослідної установки можна здійснити на основі використання її структурної схеми (рис. 13).

На спільній вісі установки зібрана черв'ячна передача – 1 (рис. 13), у якій черв'ячне колесо 1.a розміщене в горизонтальній площині з двома кінцями вихідного валу. Один кінець вихідного валу з'єднаний з ротором оптичного цифрового енкодера 7, а інший кінець вихідного валу через перехідну муфту з'єднаний з ротором індукційного давача кута 3. Таким чином, здійснивши обертання черв'ячного валу 1.b черв'ячної передачі 1, відбувається обертання черв'ячного колеса з вихідними кінцями валу, а отже і обертання ротора цифрового енкодера з однієї сторони, та обертання ротора індукційного давача з іншої сторони.

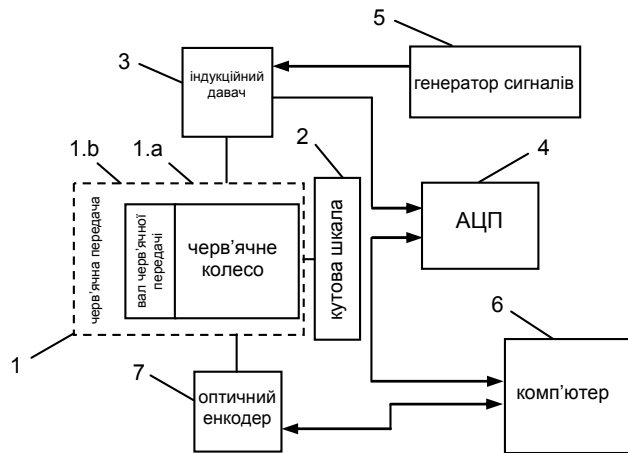


Рис. 13. Структурна схема дослідної установки:
1 – черв'ячна передача; 1.a – черв'ячне колесо;
1.b – вал черв'ячної передачі; 2 – кутова шкала;
3 – індукційний давач; 4 – АЦП; 5 – генератор сигналів,
6 – комп'ютер, 7 – оптичний енкодер

В свою чергу індукційний давач 3 отримує напруги збудження від генератора сигналів 5, які підводяться на обидві його статорні обмотки (обмотки збудження), причому ці сигнали збудження рівні за амплітудою та частотою, проте зміщені один відносно одного на 90° . Для представлення сигналів у цифрову форму його обмотки підключені до АЦП 4, роль якого в даній установці виконує цифровий осцилограф, який, в свою чергу, за допомогою USB інтерфейсу з'єднаний з комп'ютером. Також, із комп'ютером з'єднаний цифровий оптичний енкодер 7 для отримання живлення та обміну інформації за допомогою інтерфейсу RS-232.

Для відображення результатів дослідження було враховано те, що у виразі (20) у якості N (кількість визначених кутів) було використано 60000 значень, кількість яких неодмінно впливає на середньоквадратичну похибку, проте відобразити таку кількість експериментальних значень неможливо через їх значну кількість, що призведе до виходу за межі обсягу даної статті. Тому відображення результатів визначення кутів повороту ротора індукційного давача відносно його статора буде здійснюватись у межах від 0 до 2π з кроком $\pi/4$, що відображає повноту діапазону визначення значень кутів запропонованим методом. Результати проведення такого дослідження наведені в табл. 2, а його графічне представлення – на рис. 14.

Таблиця 2
Результати вимірювання кутів повороту ротора індукційного давача в межах від 0 до 2π та похибки вимірювання

Кут повороту φ , rad	Результат вимірювання енкодером α , rad	Результат вимірювання запропонованим методом β , rad	Похибка, δ rad
0	0	0	0
$\pi/4$	0.7853541	0.785423	$-2.481e-5$
$\pi/2$	1.5707623	1.5707155	$8.078e-5$
$3\pi/4$	2.356187	2.3560015	$1.929e-4$
π	3.1414934	3.1415226	$7.004e-5$
$5\pi/4$	3.9269856	3.9271619	$-1.71e-4$
$3\pi/2$	4.7124053	4.7124368	$-4.781e-5$
$7\pi/4$	5.4977544	5.4979427	$-1.556e-4$
2π	6.2831808	6.2831571	$2.824e-5$

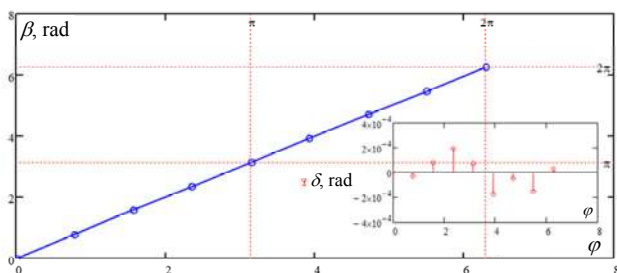


Рис. 14. Залежність вимірювальних кутів β від кута повороту ротора індукційного давача φ та похибки їх вимірювань δ

Також, для оцінки прецизійності цього методу в експериментальному дослідженні значення кута φ задаються в межах від 0 до $2.968 \cdot 10^{-3}$ rad з кроком $1.484 \cdot 10^{-4}$ rad. Результати таких досліджень наведені в табл. 3. Також на рис. 15 наведено графічні залежності вимірювального кута β від кута повороту ротора індукційного давача φ , а на рис. 16 – залежність похибок δ визначення кута β від кута повороту ротора індукційного давача φ .

Таблиця 3

Результати вимірювання кутів повороту ротора індукційного давача в межах від 0 до $2.968 \cdot 10^{-3}$ rad

Кут повороту φ , rad	Результат вимірювання енкодером α , rad	Результат вимірювання запропонованим методом β , rad	Похибка δ , rad
0	0	0	0
1.484e-4	1.5432383e-4	3.240248e-4	-1.756e-4
2.968e-4	2.8634171e-4	3.9410138e-4	-9.73e-5
4.452e-4	4.4453627e-4	6.3563009e-4	-1.904e-4
5.936e-4	5.5750648e-4	5.6524419e-4	2.835e-5
7.42e-4	8.1863463e-4	1.040776e-3	-2.988e-4
8.904e-4	8.596197e-4	6.8755041e-4	2.028e-4
1.039e-3	1.0080408e-3	8.3604738e-4	2.027e-4
1.187e-3	1.1244657e-3	8.3653092e-4	3.507e-4
1.336e-3	1.2784218e-3	1.2367585e-3	9.883e-5
1.484e-3	1.4806882e-3	1.6892879e-3	-2.053e-4
1.632e-3	1.5963308e-3	1.61913e-3	1.325e-5
1.781e-3	1.7276265e-3	1.6229882e-3	1.578e-4
1.929e-3	1.9333049e-3	2.0505456e-3	-1.214e-4
2.078e-3	2.0740721e-3	2.1002799e-3	-2.27e-5
2.226e-3	2.1709733e-3	2.2081033e-3	1.787e-5
2.374e-3	2.3909902e-3	2.6908347e-3	-3.165e-4
2.523e-3	2.5283926e-3	2.6856021e-3	-1.628e-4
2.671e-3	2.6501764e-3	2.7511128e-3	-7.994e-5
2.82e-3	2.7910538e-3	2.5065176e-3	3.131e-4
2.968e-3	3.0097617e-3	2.9269924e-3	4.097e-5

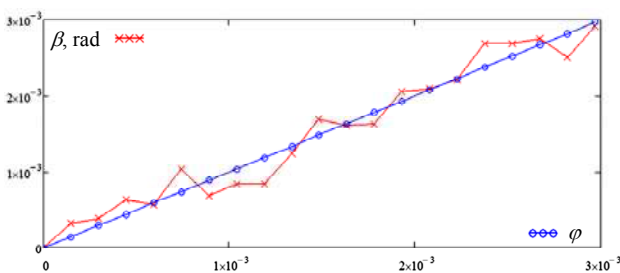


Рис. 15. Залежність вимірювального кута β від кута повороту ротора індукційного давача φ

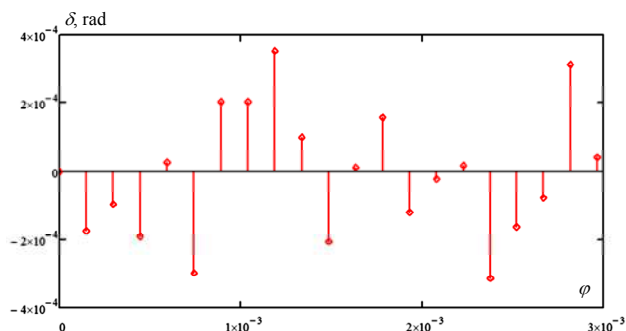


Рис. 16. Залежність похибок δ визначення кута β від кута повороту ротора індукційного давача φ

Результати отриманих значень похибок δ , які зазначені в табл. 3, з подальшою їх підстановкою у вираз (20), дозволяють здійснити оцінку середньоквадратичної похибки визначення кутів повороту ротора індукційного давача відносно його статора. Результат такого обчислення становить $1.913 \cdot 10^{-4}$ rad, і тим самим, дозволяє підтвердити достатньо високу прецизійність запропонованого методу.

Висновки.

1. У даній роботі представлено спеціальне математичне забезпечення для нового методу зменшення похибки визначення кутових переміщень ротора індукційного давача, який базується на основі визначення кута зсуву фаз сигналів. У даному методі використовується кругова дискретна згортка для досягнення найбільш точного наближення отриманих значень сигналу до косинусоїди та синусоїди відповідно. Після чого здійснюється визначення ортогональних складових і за допомогою цифрового детектора визначається кут зсуву фази у повному діапазоні $0-2\pi$ кутових переміщень.

2. Наведені результати комп'ютерного моделювання та результати експериментального дослідження дещо відрізняються, що може бути пояснено тим, що під час експериментального дослідження використовувався аналого-цифровий перетворювач меншої розрядності, ніж у математичній моделі. Проте, отримані результати комп'ютерного моделювання із урахуванням високого рівня шумів сигналу і результати експериментального дослідження дозволяють підтвердити високу прецизійність цього методу і те, що він може бути застосований в таких системах, де потрібна висока точність позиціонування, а швидкість обертання вала давача наближена до нуля.

3. Авторами запропоновано програмно-технічне забезпечення розв'язання даної задачі, а його реалізація цілком може бути здійснена на основі використання комерційних аналого-цифрових перетворювачів та недорогих мікропроцесорів. Проте, від параметрів таких електронних компонентів буде залежати точність і швидкодія визначення кутів переміщення ротора індукційного давача запропонованим методом, а отже це передбачає розробку методики щодо вибору апаратного забезпечення та його вплив на точність і швидкодію процесу вимірювання кута, що може бути наступним розвитком досліджень у даному напрямку.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Hicks T., Atherton P. *The Nano Positioning Book: Moving and Measuring to Better Than a Nanometre*. ISTE Publishing Company, 1997. 120 p.
2. Auger F., Mansouri-Toudert O., Chibah A. Design of advanced resolver-to-digital converters. *Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems. 10th International Conference ELECTRIMACS*. Cergy-Pontoise (France), 6-8 June 2011.
3. Sivappagari C.M.R., Konduru N.R. Review of RDC soft computing techniques for accurate measurement of resolver rotor angle. *Sensors and Transducers*, 2013, vol. 150, no. 3, pp. 1-11.
4. Завгородній В.Д., Мороз В.І., Петрова О.А. Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу (Частина 4. Аналіз методів обробки вихідних сигналів). *Електротехніка і електромеханіка*, 2003, № 4, С. 36-41.
5. Verma A., Chellamuthu A. Design considerations for resolver-to-digital converters in electric vehicles. *Analog Applications Journal*, 2016, vol. Q1, pp. 9-13.
6. Benammar M., Gonzales A.S.P. A Novel PLL Resolver Angle Position Indicator. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2016, vol. 65, no. 1, pp. 123-131. doi: **10.1109/TIM.2015.2476280**.
7. Wang S., Kang J., Degano M., Buticchi G. A Resolver-to-Digital Conversion Method Based on Third-Order Rational Fraction Polynomial Approximation for PMSM Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, vol. 66, no. 8, pp. 6383-6392, doi: **10.1109/TIE.2018.2884209**.
8. Wang Y., Zhu Z., Zuo Z. A Novel Design Method for Resolver-to-Digital Conversion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, vol. 62, no. 6, pp. 3724-3731. doi: **10.1109/tie.2014.2375254**.
9. Shabatura Y.V., Snitkov C.I., Seredyuk B.O. Mathematical model for determination of angular variables using the angular induction sensor in the phase mode for guiding a typical artillery system. *SDirect24*, 2018, no. 2/(7). Режим доступу: <https://www.sdirect24.org/nato-deep-no-7>. – Дата звертання: 15.06.2020.

REFERENCES

1. Hicks T., Atherton P. *The Nano Positioning Book: Moving and Measuring to Better Than a Nanometre*. ISTE Publishing Company, 1997. 120 p.
2. Auger F., Mansouri-Toudert O., Chibah A. Design of advanced resolver-to-digital converters. *Modeling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems. 10th International Conference ELECTRIMACS*. Cergy-Pontoise (France), 6-8 June 2011.
3. Sivappagari C.M.R., Konduru N.R. Review of RDC soft computing techniques for accurate measurement of resolver rotor angle. *Sensors and Transducers*, 2013, vol. 150, no. 3, pp. 1-11.
4. Zavgorodniy V.D., Moroz V.I., Petrova O.A. Quantum-mechanical model of induction type angle sensors (Part 4. Analysis of output signal processing methods). *Electrical engineering & electromechanics*, 2003, no. 4, pp. 36-41. (Ukr).
5. Verma A., Chellamuthu A. Design considerations for resolver-to-digital converters in electric vehicles. *Analog Applications Journal*, 2016, vol. Q1, pp. 9-13.
6. Benammar M., Gonzales A.S.P. A Novel PLL Resolver Angle Position Indicator. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2016, vol. 65, no. 1, pp. 123-131. doi: **10.1109/TIM.2015.2476280**.
7. Wang S., Kang J., Degano M., Buticchi G. A Resolver-to-Digital Conversion Method Based on Third-Order Rational Fraction Polynomial Approximation for PMSM Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2019, vol. 66, no. 8, pp. 6383-6392, doi: **10.1109/TIE.2018.2884209**.

8. Wang Y., Zhu Z., Zuo Z. A Novel Design Method for Resolver-to-Digital Conversion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, vol. 62, no. 6, pp. 3724-3731. doi: **10.1109/tie.2014.2375254**.

9. Shabatura Y.V., Snitkov C.I., Seredyuk B.O. Mathematical model for determination of angular variables using the angular induction sensor in the phase mode for guiding a typical artillery system. *SDirect24*, 2018, no. 2/(7). Available at: <https://www.sdirect24.org/nato-deep-no-7> (accessed 15 June 2020).

Надійшла (Received) 23.09.2020

Прийнята (Accepted) 08.11.2020

Опублікована (Published) 24.12.2020

Снітков Костянтин Ігорович¹, ад'юнкт,
Шабатура Юрій Васильович¹, д.т.н., проф.,
¹Національна академія сухопутних військ
імені гетьмана П. Сагайдачного,
79026, Львів, вул. Героїв Майдану, 32,
e-mail: canstantin@gmail.com, shabaturayuriy@gmail.com

K.I. Snitkov¹, Y.V. Shabatura¹

¹Hetman Petro Sahaidachnyi National Army Academy,
32, Heroes of Maidan Str., Lviv, 79026, Ukraine.

A method of reducing the error in determining the angular displacements when using inductive sensors.

Goal. Representation of a special mathematical software for determining the angular displacements of the rotor of the induction angle sensor – resolver (rotating transformer) for applications in which the speed of the sensor's rotor is close to zero. As well as performing its experimental verification. **Methodology.** The presented method is based on the determination of the phase shift angle of the output signals of the induction sensor, which is determined by comparing the obtained arrangements of signal values with a circular discrete convolution in order to achieve the most precise approximation of the obtained signal values to cosine and sine. The conversion of orthogonal components to an angle is based on the use of a digital phase detector which is use of a software comparator and inverse trigonometric functions. **Results.** Based on the obtained results of mathematical modeling and experimental research, the characteristic dependencies of the angle of rotation of the rotor of the induction sensor relative to its stator, the nature of which is linear, were obtained. In addition, the estimation of measurement errors of angular displacements is carried out that occur when defining such angles by the method offered. The obtained results of the computer simulation taking into account the high signal noise, as well as the results of experimental investigations, confirm the high precision of this method and the fact that it can be used in systems where high positioning accuracy is required and the speed of the sensor shaft is close to zero. **Originality.** This article introduces, for the first time, special mathematical software for a new method of determining the angular displacements of the rotor of an induction sensor, which is based on the determination of the orthogonal components of the signal in combination with the use of a circular discrete convolution in the determination of the phase shift angle of the induction sensor signals. **Practical meaning.** The proposed method does not require the use of demodulators, counters and quadrant tables associated with conventional methods for determining the phase shift of signals. The presented method can be used to measure the full range of $0-2\pi$ angular displacements in real time, is simple and can be easily implemented using digital electronic circuitry. References 9, tables 3, figures 16.

Key words: angular displacements, mathematical method, induction sensor, rotating transformer, circular discrete convolution, orthogonal components, precision, phase shift.

А.А. Ставинский, А.Н. Цыганов

КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПРЕДЛОЖЕНИЯ УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ОДНОФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА С ШИХТОВАННЫМ МАГНИТОПРОВОДОМ

Розглянута можливість удосконалення однофазних трансформаторів на основі просторової радіальної електромагнітної системи з тристріжневим магнітопроводом. Стрижневі та ярменно-кутові ділянки такого магнітопроводу можуть бути виготовлені з паралелограмних пластин анізотропної і ізотропної сталі та з'єднані інтегральним зварюванням заготовок, що розділяються на шевронні елементи. На основі методу інваріантних цільових функцій з безрозмірними оптимізаційними складовими й універсальними відносними керованими змінними розроблено математичні моделі маси, вартості і втрат активної потужності планарних і радіальної систем зі стрижневим, броньовим та тристріжневим шихтованими магнітопроводами з прямокутними перерізами. Отримані безрозмірні числові значення показників технічного рівня вказаних варіантів, що характеризують переваги радіальної тристріжневої електромагнітної системи. Бібл. 10, табл. 4, рис. 4.

Ключові слова: однофазний трансформатор, варіанти електромагнітної системи, цільові функції, комбінація електротехнічних сталей, маса, вартість, втрати.

Рассмотрена возможность усовершенствования однофазных трансформаторов на основе пространственной радиальной электромагнитной системы с трехстрержневым магнитопроводом. Стержневые и ярменно-угловые участки такого магнитопровода могут быть выполнены из параллелограмных пластин анизотропной и изотропной стали и соединены интегральной сваркой в разделяемых на шевронные элементы заготовках. На основе метода инвариантных целевых функций с безразмерными оптимизационными составляющими и универсальными относительными управляемыми переменными разработаны математические модели массы, стоимости и потерь активной мощности планарных и радиальной систем с стержневым, броневым и трехстрержневым шихтованными магнитопроводами с прямоугольными сечениями. Получены безразмерные числовые значения показателей технического уровня указанных вариантов характеризующие преимущества радиальной трехстрержневой электромагнитной системы. Библ. 10, табл. 4, рис. 4.

Ключевые слова: однофазный трансформатор, варианты электромагнитной системы, целевые функции, комбинация электротехнических сталей, масса, стоимость, потери.

Введение. В период с 1970 по 2000 годы потери трансформаторов снижены до 50 % [1]. Дальнейшее повышение стоимости энергии постоянно стимулирует снижение потерь. При практически неполной загрузке трансформаторов в течение срока эксплуатации, снижение потерь холостого хода становится приоритетным. Также актуально снижение массы и стоимости каждой новой разработки трансформатора [1-8]. Основные потери электроэнергии приходятся на распределительные сети с трансформаторами мощностью до 1000 кВ·А, среди которых значительную часть составляют однофазные трансформаторы. Такие трансформаторы выпускаются преимущественно с прямоугольными сечениями стержневых и броневых планарных магнитопроводов. Мощности трансформаторов с прямоугольными сечениями стержней шихтованных магнитопроводов в последнее время возрастают [8]. Структуры однофазных и трехфазных планарных электромагнитных систем (ЭМС) неизменны на протяжении столетия, что связано с технологическим консерватизмом и непринятием затрат на новые разработки [2, 3, 7]. В связи с известными недостатками и практическим пределом развития традиционных конструкций [2-6], а также в связи с необходимостью дальнейшего энергоресурсосбережения, задачи поиска и обоснования преимуществ новых технических решений ЭМС трансформаторов являются важными и актуальными.

В большинстве систематизированных в [7] современных работ основными способами и направлениями усовершенствования трансформаторов, как

и в прошедшие десятилетия, считается использование новых электротехнических материалов. Кардинальные способы энергоресурсосбережения в трансформаторостроении базируются на сложных технологиях производства композитных проводников обмоток с «высокотемпературной» сверхпроводимостью и аморфной электротехнической стали (ЭТС). Однако значительно возрастает стоимость, и возникают вопросы специфики конструкции, эксплуатации и комплектации трансформаторного и технологического оборудования. К таким вопросам и недостаткам относятся: выход обмотки из сверхпроводимости после защитного отключения, понижение индукций номинального режима и насыщения, технологическая чувствительность к механическим воздействиям и хрупкость многослойной аморфной ленты. Создаются новые изоляционные материалы традиционных проводников и системы охлаждения («кабельные» и «элегазовые») трансформаторы, улучшаются характеристики анизотропной и изотропной ЭТС.

Известен также способ усовершенствования трансформаторов преобразованием структур и конфигураций элементов ЭМС при использовании как традиционных, так и новых материалов и существующих технологических возможностей и оборудования [2-6].

Проблемным вопросом трансформаторостроения является возрастание потерь готового магнитопровода относительно удельных потерь ЭТС [1, 4-7]. В витых магнитопроводах, вне зависимости от текстуры, потери возрастают в связи с неравномерно-

стью распределения магнитного поля в поперечном сечении при различии длин и насыщения элементарных слоев ЭТС. В шихтованных магнитопроводах из анизотропной ЭТС вне зависимости от формы стыка возникает резкое увеличение потерь в угловых зонах поворота магнитного потока относительно направления текстуры.

Цель работы – обоснование преимуществ пространственной радиальной ЭМС однофазного трансформатора с трехстержневым шихтованным магнитопроводом относительно традиционных планарных вариантов с прямоугольными сечениями стержней.

Согласно [4-6] снижение потерь возможно на основе комбинации марок различных ЭТС в секциях или элементах магнитопроводов.

Снижение потерь угловых зон планарных шихтованных магнитопроводов с прямоугольными обмоточными окнами достигается комбинацией и чередованием в стержнях и ярах анизотропной и изотропной ЭТС [5]. При этом переход потока из стержня в яро происходит в изотропной ЭТС, но повышаются потери в стержневых и яремных участках из изотропной ЭТС относительно аналогичных анизотропных участков.

Существенное снижение потерь холостого хода возможно выполнением всех угловых участков комбинированного магнитопровода из изотропной ЭТС и всех стержневых и яремных участков из анизотропной ЭТС. Однако такое решение в вариантах планарной топологии ЭМС со стержневым (рис. 1) и броневым (рис. 2) магнитопроводами удваивает число стыков и повышает добавочные потери и потери реактивной мощности. Усложняется задача перекрытия стыков и обеспечения конструктивной целостности магнитопровода.

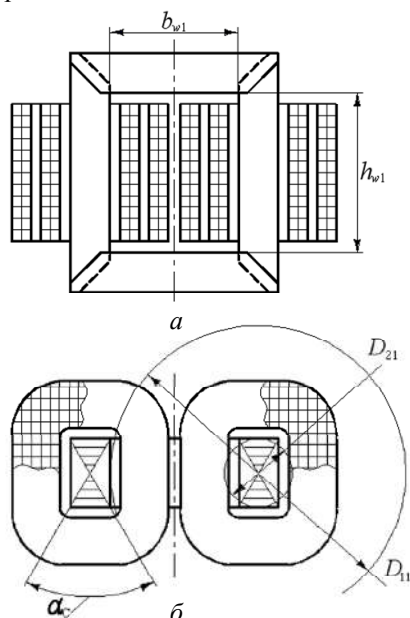


Рис. 1. Однофазная планарная электромагнитная система со стержневым магнитопроводом в продольном (а) и поперечном (б) сечениях

Замена прямоугольного внешнего контура магнитопровода ЭМС (рис. 1,а) на контур симметричного шестигранника создает пространственную радиаль-

ную ЭМС с минимальным объемом угловых зон трехстержневого магнитопровода [2] (рис. 3). Прямоугольные сечения катушек обмоток в окнах традиционного магнитопровода преобразуются в практически треугольные сечения (рис. 3,а). При этом увеличение обмоточных секций до трех приводит к некоторому уменьшению средней длины витка обмоток ЭМС (рис. 3) относительно аналогов (рис. 1, рис. 2).

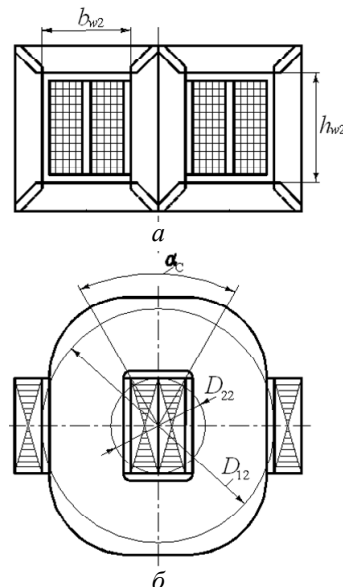


Рис. 2. Однофазная планарная электромагнитная система с броневым магнитопроводом в продольном (а) и поперечном (б) сечениях

Указанные особенности создают предпосылки усовершенствования однофазных ЭМС. Минимальную массу зон поворота потока относительно направления текстуры создает ромбическая конфигурация яремно-углового участка. При минимизации внешнего контура ЭМС (рис. 3) внутренний контур может быть шестигранным с небольшими центральными углами меньших граней. Соединение стержневых и яремно-угловых участков соответственно из анизотропной и изотропной ЭТС образует магнитопровод из шевронных элементов с сокращением стыков с шести до трех. Шихтовкой таких элементов «впереплет» (рис. 3,а) достигается поворот смежных косых стыков на 180° и монолитность магнитопровода. Возникает целесообразность решения задачи неразъемного соединения анизотропных и изотропных участков шевронных пластин в стыках специальным способом сварки. Такое соединение должно снижать ток и потери холостого хода и обеспечивать возможность разделения полосы ЭТС.

Исключение значительного усложнения производства магнитопроводов с соединением стыков изотропной и анизотропной ЭТС возможно интегральной сваркой и поперечным разделением заготовок. Заготовки комбинации ЭТС для поперечного разделения на составные пластины магнитопровода ЭМС (рис. 3) образуются совмещением и соединением по линиям стыков фрагментов полос анизотропной (рис. 4,а) и изотропной (рис. 4,б) ЭТС. К фрагменту (фрагментам) полосы анизотропной ЭТС можно приварить один, два и более фрагментов полосы изотропной ЭТС.

Перед соединением фрагментов анизотропные компоненты располагаются с направлением текстуры, параллельным линиям разделения (рис. 4, в). Разделенные участки фрагментов с двумя или несколькими швами делятся под заданными углами на пластины (рис. 4, з) с комбинацией ЭТС.

Оценка влияния структурных преобразований ЭМС на характеристики трансформатора должна выполняться методом инвариантного структурного синтеза.

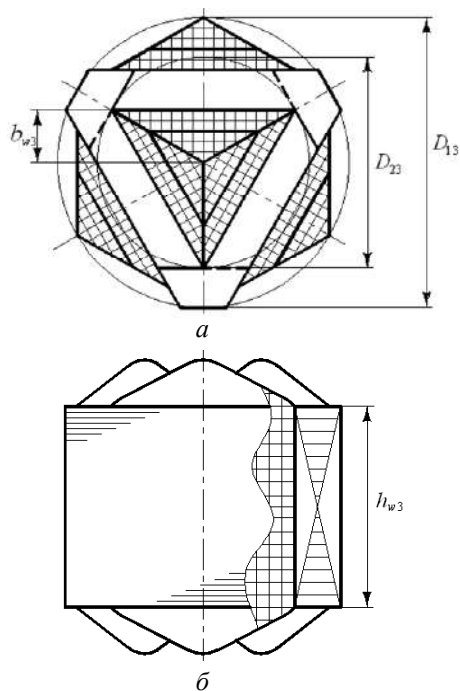


Рис. 3. Однофазная пространственная электромагнитная система с трехстержневым магнитопроводом в поперечном сечении (а) и с фрагментом продольного сечения (б)

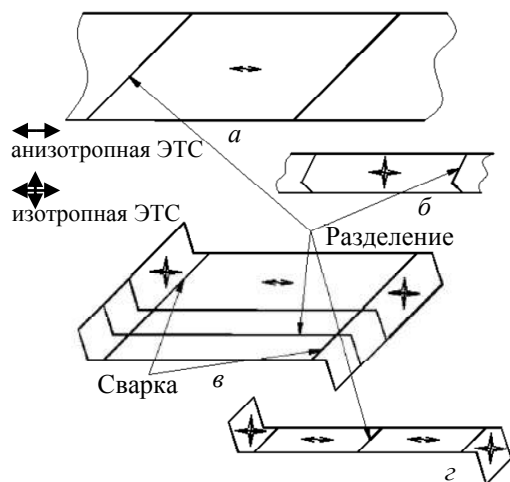


Рис. 4. Компоненты комбинированного магнитопровода: поперечное разделение проката анизотропной ЭТС (а) и изотропной ЭТС (б) электротехнических сталей на фрагменты; сварка фрагментов по линиям стыков в заготовку и ее поперечное разделение на участки (в); деление участков фрагментов на комбинированные пластины (г)

Известные оптимизационные математические модели трансформаторов, в частности [1, 9, 10], содержат геометрические управляемые переменные

(УП) элементов ЭМС (диаметр образующего контура стержня, соотношение сторон прямоугольного сечения стержня) и электромагнитные нагрузки (ЭМН). Подобные модели позволяют выполнять параметрическую оптимизацию по заданным критериям трансформаторов конкретных мощностей, конструктивно-структурных исполнений, систем охлаждения и назначений. Использование таких моделей затрудняет структурный синтез ЭМС.

Сравнение вариантов ЭМС (рис. 1 – рис. 3) выполнено универсальным методом структурно-параметрического синтеза [3, 8]. Для обобщенного сопоставления названным методом любых i – вариантов, в данной работе стержневой ($i=1$), броневой ($i=2$) и радиальной ($i=3$) ЭМС, используется ij целевых функций с индикаторами (составляющими) I_{ij}^* вида [3] в безразмерных (относительных) единицах

$$F_{ijcu(al)} = (I_T)^{3/4} K_j I_{ijcu(al)}^*, \quad (1)$$

где I_T – показатель исходных данных и ЭМН трансформатора; K_j – составляющая удельных характеристик используемой ЭТС соответствующая индикатору $I_{ijcu(al)}^*$ ЭМС с медной (алюминиевой) обмоткой.

Основные целевые функции структурного (в настоящей работе) и структурно-параметрического синтеза характеризуют массу ($j=1$), стоимость ($j=2$) и потери активной мощности ($j=3$) ЭМС трансформатора. Численными расчетами определяются экстремумы $(I_{ijcu(al)}^*)'$ оптимизационных индикаторов (1). Названные экстремумы представляют показатели технического уровня i - варианта ЭМС [3].

Значения $I_{i1(2)cu(al)}^*$ определяются коэффициентом заполнения обмоточного окна проводниковым материалом K_w (классом напряжения) и инвариантными (приемлемыми для любых структур и конфигураций элементов ЭМС) относительными геометрическими УП. Основные геометрические УП определяются отношением размеров диаметров расчетных окружностей магнитопровода D_{1i} и D_{2i} (рис. 1 – рис. 3), а также отношением высоты h_{wi} и ширины b_{wi} обмоточного окна. Дополнительной относительной УП, используемой в части ЭМС, является тригонометрическая функция $t(\alpha_c)$ центрального угла стержня α_c (рис. 1, в, рис. 2, в):

$$F_{i1(2)cu(al)}^* = f_{i1(2)cu(al)} [K_w, x_c, y_w, t(\alpha_c)]; \quad (2)$$

$$x_c = D_{1j} / D_{2j}; \quad (3)$$

$$y_w = h_{wj} / b_{wj}. \quad (4)$$

Оптимизационный индикатор $I_{i3cu(al)}^*$ кроме УП (3), (4) зависит от относительной электромагнитной УП потерь z_l [3, 8]

$$F_{i3cu(al)}^* = f_{i3cu(al)} [K_w, x_c, y_w, t(\alpha_c), z_l]. \quad (5)$$

Электромагнитная УП определяется соотношением коэффициентов добавочных потерь короткого замыкания $K_{lcu(al)}$ и холостого хода K_{lc} , соотношением удельных потерь обмотки (зависит от показателя удельных потерь $I_{lcu(al)}^*$ и плотности тока $J_{wcu(al)}$ обмотки) и удельных потерь ЭТС I_{st} , а также значениями плотностей меди (алюминия) $\gamma_{cu(al)}$ и ЭТС γ_{st}

$$z_{lcu(al)} = \frac{K_{lcu(al)} I_{lcu(al)} J_{wcu(al)}^2 \gamma_{cu(al)}}{K_{lc} \gamma_{st} l_{st}}. \quad (6)$$

Математические модели оптимизационного сопоставления (структурного синтеза) должны обеспечивать сравнение вариантов ЭМС на основе идентичности их электромагнитной мощности (равенства I_T), инвариантности (универсальности) УП и независимости от условий конкретного технического задания параметрического синтеза.

Таким условиям соответствуют целевые функции $F_{i1(2)cu(al)}$ (1), оптимизационные составляющие которых и оптимальные геометрические соотношения ЭМС по частным критериям минимумов массы и стоимости определяются только геометрическими УП и не зависят от ЭМН [3]. Однако целевые функции $F_{i3cu(al)}$ дополнительно определяются ЭМН. Поэтому для исключения зависимости обобщенного структурного синтеза от мощности, типа охлаждения и других проектных данных и ограничений, УП (6) и значения индикатора $F_{i3cu(al)}^*$ должны соответственно изменяться и определяться в определенном реальном проектном диапазоне известных минимальных и максимальных расчетных значений ЭМН.

Для адекватного сравнения ЭМС (рис. 1 – рис. 3) в дополнение к идентичности I_T принимаются соответственно одинаковыми электротехнические материалы, классы напряжения, коэффициенты заполнения магнитопровода ЭТС K_{st} и средние значения амплитуд индукции поперечных сечений элементов магнитопроводов. Реальные обмотки каждой из ЭМС заменяются расчетными обмотками [3] структурно и конфигурационно эквивалентных реакторов.

В связи с отсутствием экспериментальных данных удельных потерь трехстержневого магнитопровода и магнитопровода из комбинированных соединенных пластин, для предварительного сравнения индикаторов I_{i3}^* принята конструкция радиальной трехстержневой ЭМС с тремя анизотропными параллелограммными пластинами ЭТС в каждом слое магнитопровода. В таком варианте возможна оценка зависимости потерь от структурных особенностей ЭМС (рис. 1 – рис. 3) в одинаковом диапазоне изменения электромагнитной УП (6). Принимается реальный проектный диапазон изменения $z_{lcu(al)}$ трансформаторов рассчитанный при использовании ЭТС 3407. Установлено, что такой диапазон изменения электромагнитной относительной УП является идентичным для медной и алюминиевой обмоток [8]

$$3 \leq z_{lcu(al)} \leq 24.$$

Индикаторы (2), (5) целевых функций (1) стержневой ЭМС (рис. 1) представляются уравнениями:

$$I_{11cu(al)}^* = \left[\frac{8}{\sqrt[4]{\sin \alpha_c K_{st} K_w \gamma_w \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2}} \right]^3 \{ 0,5 K_{st} \times \\ \times \sin \alpha_c \left[\left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) 0,5 \gamma_w + \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) + \sin \alpha_c \right] +$$

$$+ K_w \gamma_w \left\{ 0,25 \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \left[\cos \alpha_c + \sin \alpha_c + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\pi}{4} \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) \right] \right\} \gamma_{wcu(al)} / \gamma_{st} \}; \quad (7)$$

$$I_{12cu(al)}^* = \left[\frac{8}{\sqrt[4]{\sin \alpha_c K_{st} K_w \gamma_w \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2}} \right]^3 \{ 0,5 K_{st} \times \\ \times \sin \alpha_c \left[\left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) 0,5 \gamma_w + \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) + \sin \alpha_c \right] + \\ + K_w \gamma_w \left\{ 0,25 \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \left[\cos \alpha_c + \sin \alpha_c + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\pi}{4} \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) \right] \right\} C_{wcu(al)} \gamma_{wcu(al)} / (C_{st} \gamma_{st}) \}; \quad (8)$$

$$I_{13cu(al)}^* = K_{lc} \left[\frac{8}{\sqrt[4]{\sin \alpha_c K_{st} K_w \gamma_w \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2}} \right]^3 \times \\ \times \{ 0,5 K_{st} \sin \alpha_c \left[\left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) 0,5 \gamma_w + \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) + \right. \\ \left. + \sin \alpha_c \right] + K_w \gamma_w \left\{ 0,25 \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \left[\cos \alpha_c + \sin \alpha_c + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\pi}{4} \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) \right] \right\} z_{lcu(al)} \gamma_{wcu(al)} / \gamma_{st} \}. \quad (9)$$

Индикаторы (2), (5) целевых функций (1) броне-вой ЭМС (рис. 2) определяются уравнениями:

$$I_{21cu(al)}^* = \left[\frac{8}{\sqrt[4]{\sin \alpha_c K_{st} K_w \gamma_w \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2}} \right]^3 \times \\ \times \left\{ 0,5 K_{st} \sin \alpha_c \left[\left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) 0,5 \gamma_w + \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + \sin \frac{\alpha_c}{2} \right] + K_w \gamma_w \left\{ 0,25 \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \left[2 \cos \frac{\alpha_c}{2} + \right. \right. \right. \\ \left. \left. + 2 \sin \frac{\alpha_c}{2} + \frac{\pi}{2} \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) \right] \right\} \right\} \gamma_{wcu(al)} / \gamma_{st} \}; \quad (10)$$

$$I_{22cu(al)}^* = \left[\frac{1}{\sqrt[4]{0,5 \sin \alpha_c K_{st} K_w \gamma_w \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2}} \right]^3 \times \\ \times \left\{ 0,5 K_{st} \sin \alpha_c \left[\left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) 0,5 \gamma_w + \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) + \right. \right.$$

$$+ \sin \frac{\alpha_c}{2} \left] + K_w y_w \left\{ 0,25 \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \left[\cos \alpha_c + \sin \alpha_c + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\pi}{2} \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) C_{wcu(al)} \gamma_{wcu(al)} / (C_{st} \gamma_{st}) \right\}; \quad (11)$$

$$I_{23cu(al)}^* = K_{lc} \left(\sqrt[4]{\frac{1}{0,5 \sin \alpha_c K_{st} K_w y_w \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2}} \right)^3 \times \\ \times \left\{ 0,5 K_{st} \sin \alpha_c \left[\left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) 0,5 y_w + \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) + \right. \right. \\ \left. \left. + \sin \frac{\alpha_c}{2} \right] + K_w y_w \left\{ 0,25 \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right)^2 \left[\cos \alpha_c + \sin \alpha_c + \right. \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\pi}{2} \left(x_c - \sin \frac{\alpha_c}{2} \right) z_{lcu(al)} \gamma_{wcu(al)} / \gamma_{st} \right\} \right\}. \quad (12)$$

Уравнения индикаторов (2), (5) целевых функций (1) радиальной трехстержневой ЭМС (рис. 3) имеют вид:

$$I_{31cu(al)}^* = 2,394 \left(\sqrt[4]{\frac{1}{K_{st} K_w y_w (x_c - 1)}} \right)^3 \left\{ K_w y_w (x_c - 1) \times \right. \\ \times (x_c + 0,5) + 0,75 K_w \times \\ \left. \times (y_w + 2x_c - 0,9532) \gamma_{wcu(al)} / \gamma_{st} \right\}; \quad (13)$$

$$I_{32cu(al)}^* = 2,394 \left(\sqrt[4]{\frac{1}{K_{st} K_w y_w (x_c - 1)}} \right)^3 \left\{ K_w y_w (x_c - 1) \times \right. \\ \times (x_c + 0,5) + 0,75 K_w (y_w + 2x_c - 0,9532) \times \\ \left. \times C_{wcu(al)} \gamma_{wcu(al)} / C_{st} \gamma_{st} \right\}; \quad (14)$$

$$I_{33cu(al)}^* = 2,394 K_{lc} \left(\sqrt[4]{\frac{1}{K_{st} K_w y_w (x_c - 1)}} \right)^3 \times \\ \times \left\{ K_{st} y_w (x_c - 1) (x_c + 0,5) + 0,75 K_w \times \right. \\ \left. \times z_{lcu(al)} (y_w + 2x_c - 0,9532) \right\}. \quad (15)$$

Расчеты по уравнениям (7) – (15) выполнены при $K_{st} = 0,97$ и значениях $K_w = 0,3; 0,25; 0,15$, а также в реальных диапазонах соотношений стоимостей $C_{wcu(al)}$ и C_{st} медных (алюминиевых) проводников обмоток с учетом изоляции и ЭТС:

$$(C_{wcu} / C_{st}) = 3,5 - 5,5; (C_{wal} / C_{st}) = 3 - 4,7.$$

Результаты расчетов показателей технического уровня ЭМС (рис. 1 – рис. 3) приведены в табл. 1 – табл. 4.

Из результатов расчетов табл. 1 – 4 следует потенциальная возможность усовершенствования однофазных трансформаторов с шихтованными магнитопроводами на основе пространственной радиальной электромагнитной системы с трехстержневым магнитопроводом.

Таблица 1

Экстремальные значения индикаторов массы вариантов однофазных электромагнитных систем трансформаторов с медными и алюминиевыми обмотками

Обозначение экстремума индикатора массы,	Величина экстремума индикатора массы, при значениях коэффициента заполнения обмоточного окна		
	0,3	0,25	0,2
$(I_{11}^*)_{cu}$	20,201	21,234	22,633
$(I_{11}^*)_{al}$	11,841	12,605	13,641
$(I_{21}^*)_{cu}$	20,714	21,941	23,600
$(I_{21}^*)_{al}$	12,747	13,656	14,887
$(I_{31}^*)_{cu}$	17,574	18,544	19,859
$(I_{31}^*)_{al}$	10,556	11,275	12,251

Таблица 2

Экстремальные значения индикаторов стоимости вариантов однофазных электромагнитных систем трансформаторов с медными обмотками

Обозначение экстремума индикатора стоимости	Коэффициент заполнения обмоточного окна	Величина экстремума индикатора стоимости, при значениях соотношения стоимостей материалов		
		3,5	4,5	5,5
$(I_{12}^*)_{cu}$	0,3	38,789	44,721	50,229
	0,25	40,205	46,228	51,815
	0,2	42,122	48,271	53,963
$(I_{22}^*)_{cu}$	0,3	37,694	43,003	47,906
	0,25	39,374	44,215	52,337
	0,2	41,648	47,215	52,337
$(I_{32}^*)_{cu}$	0,3	32,855	37,687	45,164
	0,25	34,183	39,101	43,651
	0,2	35,982	41,016	45,664

Экстремальные значения индикаторов стоимости вариантов однофазных электромагнитных систем трансформаторов с алюминиевыми обмотками

Обозначение экстремума индикатора стоимости	Коэффициент заполнения обмоточного окна	Величина экстремума индикатора стоимости, при значениях соотношения стоимостей материалов		
		3	3,8	4,7
$(I_{12}^*)'_{al}$	0,3	19,268	21,601	24,009
	0,25	20,276	22,671	25,137
	0,2	21,641	24,118	26,664
$(I_{22}^*)'_{al}$	0,3	19,878	22,064	24,303
	0,25	21,075	23,335	25,643
	0,2	22,697	25,055	27,458
$(I_{32}^*)'_{al}$	0,3	16,798	18,736	20,729
	0,25	17,745	19,741	21,788
	0,2	19,028	21,101	23,224

Таблица 4

Экстремальные значения индикаторов потерь вариантов однофазных электромагнитных систем трансформаторов с медными и алюминиевыми обмотками

Обозначение экстремума индикатора потерь	Коэффициент заполнения обмоточного окна	Величина экстремума индикатора потерь, при значениях электромагнитной управляемой переменной		
		3	8	24
$(I_{13}^*)'_{cu}$	0,3	35,613	62,764	125,456
	0,25	36,975	64,508	127,754
	0,2	38,819	66,868	130,873
$(I_{13}^*)'_{al}$	0,3	19,268	31,663	59,145
	0,25	21,276	32,952	60,846
	0,2	21,64	34,699	63,148
$(I_{23}^*)'_{cu}$	0,3	34,914	59,137	113,562
	0,25	36,531	61,207	116,289
	0,2	38,722	64,011	120,308
$(I_{23}^*)'_{al}$	0,3	19,451	31,329	55,938
	0,25	21,075	32,861	57,957
	0,2	22,697	34,935	60,692
$(I_{33}^*)'_{cu}$	0,3	30,261	52,321	102,786
	0,25	31,539	53,953	104,935
	0,2	33,269	56,165	107,846
$(I_{33}^*)'_{al}$	0,3	16,798	27,027	49,392
	0,25	17,745	28,237	50,985
	0,2	19,028	29,877	53,143

Выводы.

1. Установлено, что снижение экстремумов показателей массы и стоимости, а также расчетное снижение, при условной идентичности коэффициентов добавочных потерь, экстремумов потерь активной мощности однофазной радиальной трехстержневой ЭМС трансформатора относительно планарного аналога со стержневым шихтованным магнитопроводом из анизотропной ЭТС составляет соответственно 13-12,3 %, 15,3-10,1 % и 15,1-18,1 % при медных обмотках и 10,8-10,2 %, 12,8-13,7 % и 12,6-12,3 % при алюминиевых обмотках.

2. Снижение числа и объема ЭТС угловых зон магнитопровода радиальной трехстержневой ЭМС относительно традиционных планарных аналогов создает предпосылки дополнительного энергосбережения снижением основных и добавочных потерь магнитопроводов, также представляется целесообразной комбинация анизотропной и изотропной ЭТС в стержневых и яремно-угловых участках.

3. Основные показатели технического уровня традиционных однофазных планарных ЭМС со стержневым

и броневым магнитопроводами отличаются незначительно, что согласуется с ранее известными оптимизационно-расчетными данными трансформаторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лизунов С.Д., Лоханин А.К. Силовые трансформаторы. Справочная книга. – М.: Энергоатомиздат, 2004. – 616 с.
2. Ставинский А.А. Генезис структур и предпосылки усовершенствования трансформаторов и реакторов преобразованием контуров электромагнитных систем (системы с шихтованными и витыми магнитопроводами). *Электротехника и электромеханика*, 2011, № 6, С. 33-38.
3. Ставинский А.А., Ставинский Р.А., Авдеева Е.А. Оптимизационный сравнительный анализ структур статических электромагнитных систем. Ч.1. Варианты и метод оценки преобразований. *Электричество*, 2014, № 9, С. 34-43.
4. Kefalas T.D., Kladas A.G. Reduction of cost and losses of transformers by using composite magnetic cores. *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Sep. 2014. doi: 10.1109/icelmach.2014.6960499.
5. Levin M.I., Пентегов И.В., Римар С.В., Lavreniuk A.V. Новые подходы при построении магнитопроводов силовых трансформаторов. *Электротехника и электромеханика*, 2015, № 1, С. 20-24. doi: 10.20998/2074-272x.2015.1.04.

6. Magdaleno-Adame S., Melgoza-Vazquez E., Olivares-Galvan J.C., Escarela-Perez R. Loss reduction by combining electrical steels in the core of power transformers. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2016, vol. 26, no. 8, pp. 1737-1751. doi: 10.1002/etep.2175.
7. Костинский С.С. Обзор состояния отрасли трансформаторного производства и тенденций развития конструкций силовых трансформаторов. *Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики*, 2018, т. 20, № 1-2, С. 14-32.
8. Ставинський А.А., Авдеева О.А., Циганов О.М., Ставинський Р.А., Садовий О.С. Порівняння трифазних трансформаторів з прямокутними і круговими контурами стрижнів шихтованих магнітопроводів (втрати активної потужності). *Вісник Національного технічного університету «ХПИ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії»*, 2019, № 4 (1329), С. 38-43. doi: 10.20998/2409-9295.2019.4.06.
9. Khatri A., Rahi O.P. Optimal design of transformer: A Compressive bibliographical survey. *International Journal of Scientific Engineering and Technology*, 2012, vol. 1, no. 2, pp. 159-167.
10. Amadi-Echendu J.E., Mafutsana J.M. A bibliographic review of trends in design and management of electrical power transformers. *Proceedings of the 2016 International Conference on Industrial Engineering and Operations Management*. Kuala Lumpur, Malaysia. 10 March, 2016, pp. 2010-2018.

REFERENCES

1. Lizunov S.D., Lokhanin A.K. Power Transformers. A Reference Book. Moscow, Energoatomizdat Publ., 2004. 616 p. (Rus).
2. Stavinskiy A.A. Evolution of structures and preconditions for transformers and reactors improvement via electromagnetic system circuit transformation (systems with laminated and twisted magnetic circuits). *Electrical engineering & electromechanics*, 2011, no. 6, pp. 33-38. (Rus).
3. Stavinskiy A.A., Stavinskiy R.A., Avdeeva E.A. Optimization comparative analysis of the structures of static electromagnetic systems. Part 1. Variants and a method for evaluating transformations. *Electricity*, 2014, no. 9, pp. 34-43. (Rus).
4. Kefalas T.D., Kladas A.G. Reduction of cost and losses of transformers by using composite magnetic cores. *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*, Sep. 2014. doi: 10.1109/icelmach.2014.6960499.
5. Levin M.I., Pentegov I.V., Rymar S.V., Lavreniuk A.V. New approaches at construction of magnetic conductors for mains transformers. *Electrical engineering & electromechanics*, 2015, no. 1, pp. 20-24. (Rus). doi: 10.20998/2074-272x.2015.1.04.
6. Magdaleno-Adame S., Melgoza-Vazquez E., Olivares-Galvan J.C., Escarela-Perez R. Loss reduction by combining electrical steels in the core of power transformers. *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 2016, vol. 26, no. 8, pp. 1737-1751. doi: 10.1002/etep.2175.
7. Kostinskiy S.S. The review of the condition of branch of transformer manufacture and tendencies of development of the design of power transformers. *Izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii. Problemy energetiki*, 2018, vol. 20, no. 1-2, pp. 14-32. (Rus). doi: 10.30724/1998-9903-2018-20-1-2-14-32.
8. Stavinskiy A.A., Avdeeva O.A., Tsiganov O.M., Stavinskiy R.A., Sadoviy O.S. Comparison of three-phase transformers with rectangular and circular conversion of laminated magnetic cores (active power losses). *Bulletin of NTU «KhPI». Series: «Electric machines and electromechanical energy conversion»*, 2019, no. 4 (1329), pp. 38-43. (Ukr). doi: 10.20998/2409-9295.2019.4.06.
9. Khatri A., Rahi O.P. Optimal design of transformer: A Compressive bibliographical survey. *International Journal of Scientific Engineering and Technology*, 2012, vol. 1, no. 2, pp. 159-167.

10. Amadi-Echendu J.E., Mafutsana J.M. A bibliographic review of trends in design and management of electrical power transformers. *Proceedings of the 2016 International Conference on Industrial Engineering and Operations Management*. Kuala Lumpur, Malaysia. 10 March, 2016, pp. 2010-2018.

Поступила (Received) 06.09.2020

Принята (Accepted) 09.10.2020

Опубликована (Published) 24.12.2020

Ставинський Андрей Андреевич¹, д.т.н., проф.,
Цыганов Александр Николаевич¹, ассистент,
¹ Николаевский национальный аграрный университет,
54020, Николаев, ул. Георгия Гонгадзе, 9,
e-mail: andrey.stavynskiy@mna.edu.ua,
potomkinske@gmail.com

A.A. Stavinskiy¹, A.M. Tsyganov¹

¹ Mykolayiv National Agrarian University,
9, George Gongadze Str., Mykolaiv, 54020, Ukraine.

Design and technological proposals for improving a single-phase transformer with laminated magnetic core.

Goal. The purpose of the work is to analyze the features and substantiate the advantages of the spatial radial electromagnetic system of a single-phase transformer with rectangular sections of the rods of a charged magnetic circuit. **Methodology.** Improvement of single-phase transformers is possible by structural-geometric transformations of active elements. The justification of the advantages of such transformations is achieved by the method of invariant objective functions with dimensionless optimization components and universal relative controlled variables. **Results.** Replacing the rectangular contours of the variants of a planar magnetic circuit with a hexagonal circuit leads to a decrease in the volume of steel and the loss of three angular zones of changes in the direction of the magnetic flux relative to the texture compared to planar counterparts. The separation of the windings into sections with an arrangement on three rods leads to a decrease in the average length of the coil. **Originality.** A three-core magnetic core can consist of rod and jugular-angular parallelogram plates of anisotropic and isotropic electrical steel. It is advisable to combine a combination of steels by integral welding of billets with subsequent separation into chevron jugular-rod elements. The method called on has developed mathematical models of the mass, cost, and active power losses of variants of a single-phase electromagnetic system of a transformer with rod and armor planar and spatial radial three-core magnetic cores. **Practical significance.** It was found that the decrease in the extrema of the mass and cost indicators, as well as the calculated decrease, under the condition that the coefficients of additional losses are identical, the extrema of the losses of the single-phase radial three-rod system of the transformer relative to the planar analogue with a bar stocked magnetic wire from anisotropic steel, respectively 13,0-12,3 %, 15,3-10,1 % and 15,1-18,1 % with copper windings and 10,8-10,2 %, 12,8-13,7 % and 12,6-12,3 % with aluminum windings. The main indicators of traditional single-phase systems with rod and armored magnetic circuits differ insignificantly, which is consistent with early known optimization and calculation data of transformers. References 10, tables 4, figures 4.

Key words: single-phase transformer, electromagnetic system options, target functions, a combination of electrical steels, mass, cost, loss.

I.N. Khlopenko, N.J. Khlopenko, S.A. Rozhkov

ANALYSIS AND VERIFICATION OF THE OPERATION OF THE STABILIZING ROBUST CONTROLLER'S ELECTRICAL CIRCUIT OF THE ROTOR FLUX-LINKAGE CONTROL SYSTEM

On the basis of the classical theory of robust control, the theory of stability and the theory of continued fractions, the linearized mathematical model, the procedure for calculating and designing an analog electrical circuit of the H_∞ -suboptimal robust controller of the flux-linkage control system of the rotor of an asynchronous electric drive, protected by Ukrainian Patent no.137157, were built. The circuit contains three operational amplifiers, several resistors and capacitors. The proposed mathematical model, the procedure for calculating and choosing the parameters of the resistors and capacitors of the circuit take into account the random variations of the object and the controller within the specified boundaries. An analytical relationship between the transfer function coefficients and the resistances of the resistors and the capacitances of the capacitors of the controller's electrical circuit was established. On a specific example, by calculation according to the developed algorithm, the limiting values of the tolerances of the circuit's resistances of the resistors and capacitances of the capacitors were identified and these values were selected with a margin from the standard series. Analysis of noise filtering by the electrical circuit of the controller in the Multisim package shows its insensitivity to noise spreads within fairly wide boundaries. References 10, table 1, figures 4.

Key words: asynchronous electric drive, flux-linkage control system, robust controller, electrical circuit.

На базі класичної теорії робастного управління, теорії стійкості і теорії ланцюгових дробів побудовано лінеаризована математична модель, процедура розрахунку і проектування аналогової електричної схеми H_∞ -субоптимального робастного регулятора системи управління потокоточепленням ротора асинхронного електроприводу, що захищена патентом України № 137157. Схема містить три операційних підсилювача, кілька резисторів і конденсаторів. Запропонована математична модель, процедура розрахунку і вибору параметрів резисторів і конденсаторів схеми враховують випадкові варіації об'єкта і регулятора в заданих межах. Встановлено аналітичний зв'язок між коефіцієнтами передавальної функції і опорними резисторів і ємностями конденсаторів електричної схеми регулятора. На конкретному прикладі розрахунковим шляхом за розробленим алгоритмом виявлені граничні значення допусків опорів резисторів і ємностей конденсаторів схеми і здійснений їх вибір із запасом зі стандартних рядів. Аналіз фільтрації завад електричною схемою регулятора в пакеті Multisim показує її нечутливість до розмахів завад у досить широких межах. Бібл. 10, табл. 1, рис. 4.

Ключові слова: асинхронний електропривод, система управління потокоточепленням, робастний регулятор, електрична схема.

Introduction. In the patent [1], an analog electrical circuit of the H_∞ -suboptimal robust controller of the flux-linkage control system of the rotor of an asynchronous electric drive is proposed. Its design was carried out in the following sequence. First, a mathematical model of the control object was built and the transfer function of the controller was calculated, as in works [2-4]. Then this function was expanded into a continued fraction [4]. The coefficients of this fraction were used to construct a circuit diagram of the controller. This scheme is made in the form of an active quadripole. This quadripole contains nine resistors and three capacitors. The nominal values of such resistances and capacities of such elements are determined in this work in the process of rounding off their calculated values to the values of standard series [5], and their accuracy is based on the calculation of the stability of the rotor flux-linkage control system with random variations of the parameters of the object, resistors and capacitors of the circuit within the specified boundaries. At the same time, to set the boundaries of random change in the nominal values of resistances and capacitances, the rounding errors of their calculated values and the spread in the values of permissible deviations by standard series are taken into account. An

unreasonable choice of these elements of a high-precision circuit can lead to a significant increase in its cost, and the choice of low accuracy – to a loss of efficiency. A compromise between cost and accuracy can be achieved theoretically only in the process of analyzing the stability of the flux-linkage control system with random variations of the nominal parameters of real circuit elements. However, such an analysis cannot be carried out without determining the analytical relationships between the coefficients of the transfer function of the controller and the parameters of the resistors and capacitors of the circuit, which vary randomly within the specified boundaries. Due to the linearity of the mathematical model of the robust flux-linkage control system [4], such formulas cannot be obtained exactly [6, 7]. Therefore, it is necessary to quickly check the operation of the circuit. It can be done in the interactive package Multisim. Such a check makes it possible to evaluate not only the operability of the designed circuit, but also the level of noise inhibition by this robust controller circuit [8].

The above approach allows solving the considered problem of analyzing and checking the operation of the electrical circuit of the controller. It was proposed by us

© I.N. Khlopenko, N.J. Khlopenko, S.A. Rozhkov

in [4]. However, in this work, only the relationship between the coefficients of the transfer function of the controller and the parameters of its structural scheme was taken into account. Therefore, in this work, this relationship between the coefficients of the transfer function of the H_∞ -suboptimal robust controller and its electrical circuit is taken into account when analyzing and checking the operation of the circuit.

The aim of the work is to analyze and check the operation of the stabilizing H_∞ -suboptimal robust controller's electrical circuit of the rotor flux-linkage control system.

Research methods and results. Consider an undefined control object [4], consisting of a frequency converter and stator and rotor windings of an asynchronous electric motor. Represent the equations of its state in the normal operator matrix form (1):

$$\begin{aligned} px &= Ax + Bu, \\ y &= Cx, \end{aligned} \quad (1)$$

where

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_2} & \frac{L_{12}I_n}{T_2\Psi_n} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_{1eq}} & \frac{E_n}{R_{1eq}T_{1eq}I_n} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_{fc}} \end{bmatrix};$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{K_{fc}U_n}{T_{fc}E_n} \end{bmatrix}^T; \quad C = [1 \ 0 \ 0];$$

where p is the Laplace operator; $x=(x_1, x_2, x_3)^T$ is the phase vector, where $x_1=\Psi/\Psi_n$; $x_2=I/I_n$; $x_3=E/E_n$; Ψ is the rotor flux-linkage vector's module; I is the current in the rotor flux-linkage channel; E is the EMF of the frequency converter; $u=U/U_n$ is the control action; U is the controller output voltage; y is the one-dimensional vector of the output, along which the feedback is closed; T_{fc} , K_{fc} are the time constant and gain coefficient of the frequency converter; $T_{1eq}=L_{1eq}/R_{1eq}$ is the electromagnetic time constant of the stator winding, where $R_{1eq}=R_1+(k_r)^2R_2$ and $L_{1eq}=\sigma L_1$ are its equivalent resistance and the leakage inductance; R_1 , R_2 are the active resistances of the stator and rotor windings; $T_2=L_2/R_2$ is the electromagnetic time constant of the rotor winding; L_1 , L_2 are the inductances of stator and rotor windings; L_{12} is the mutual inductance of stator and rotor windings; $k_r=L_{12}/L_2$; $\sigma=1-(L_{12})^2/(L_1L_2)$ is the coefficient of magnetic field scattering.

The extended system of equations [4] with uncertain parameters of the object K_{fc} , R_{1eq} , R_2 , L_1 , L_2 and L_{12} corresponding to Eq. (1) is represented in the form (2):

$$\begin{aligned} px &= Ax + B_1w + B_2u, \\ z &= C_1x + D_{11}w + D_{12}u, \\ y &= C_2x + D_{21}w + D_{22}u, \end{aligned} \quad (2)$$

where

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{2n}}{L_{2n}} & \frac{R_{2n}}{L_{2n}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_{1eqn}}{L_{1eqn}} & \frac{R_{1eqn}}{L_{1eqn}} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_{fc}} \end{bmatrix};$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{pR_2}{L_{2n}} & \frac{pL_{12}}{L_{2n}} & -pL_2 & -\frac{pR_2}{L_{2n}} \\ 0 & -pL_{1eq} & -\frac{pR_{1eq}}{L_{1eqn}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{pK_{fc}}{T_{fc}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{1eqn}}{L_{1eqn}} & \frac{R_{1eqn}}{L_{1eqn}} \\ 0 & R_{1eqn} & 0 \\ 0 & R_{2n} & 0 \\ 0 & R_{2n} & 0 \\ -\frac{R_{2n}}{L_{2n}} & \frac{R_{2n}}{L_{2n}} & 0 \\ R_{2n} & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad C_2 = [1 \ 0 \ 0];$$

$$D_{11} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -pL_{1eq} & -\frac{pR_{1eq}}{L_{1eqn}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & pR_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{pR_2}{L_{2n}} & \frac{pL_{12}}{L_{2n}} & -pL_2 & -\frac{pR_2}{L_{2n}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$B_2^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{T_{fc}} \end{bmatrix}; \quad D_{12}^T = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0];$$

$$D_{21} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]; \quad D_{22} = [0];$$

where $z = (z_1, z_2, \dots, z_7)^T$, $w = (w_1, w_2, \dots, w_7)^T$ are, respectively, the input and output uncertainty vectors interconnected by the matrix expression $w(p)=\Delta(p)z(p)$, in which the uncertainty matrix $\Delta(p)$ has a diagonal form.

The system of Eq. (2) is used to numerically determine the transfer function of the H_∞ -suboptimal controller using the mixed sensitivity method [9]. This transfer fractional-rational function for the nominal object has the form (3):

$$K(p) = k \frac{p^2 + b_1p + b_2}{a_0p^3 + a_1p^2 + a_2p + a_3}, \quad (3)$$

where k , b_1 , b_2 , a_0 , a_1 , a_2 , a_3 are the some coefficients, the values of which are determined during the numerical solution of the problem.

The transfer function (3) vanishes at the point $p = \infty$. Therefore, it can be expanded by the Euclidean method into a continued fraction. Then, after multiplying the numerator and denominator of this fraction by a scale

factor μ , it can be represented in the vicinity of the point $p = \infty$ by a ladder RC function (4):

$$\frac{k_\mu}{c_1 p + \frac{1}{r_1 + \frac{1}{c_2 p + \frac{1}{r_2 + \frac{1}{c_3 p + \frac{1}{r_3}}}}}}, \quad (4)$$

where $k_\mu = k\mu$.

As is known, the coefficients of this function correspond to the calculated values of the resistances (r_i values) of resistors and capacities (c_i values) of capacitors.

The relationship between the coefficients of the transfer function (3) and the ladder RC function (4) is determined in the process of folding the fraction (4) into a fractional rational expression and equating the coefficients of this expression with the corresponding coefficients of expression (3). As a result of such transformations, the following relations between them were found (5):

$$\begin{aligned} b_1 &= \frac{1}{c_2} \left(\frac{1}{r_2} + \frac{1}{r_1} \right) + \frac{1}{c_3} \left(\frac{1}{r_3} + \frac{1}{r_2} \right); \\ b_2 &= \frac{1}{c_2 c_3} \left(\frac{1}{r_2 r_3} + \frac{1}{r_1 r_3} + \frac{1}{r_1 r_2} \right); \quad a_0 = \frac{c_1}{\mu}; \\ a_1 &= \frac{1}{\mu} \left(\frac{1}{r_1} + c_1 b_1 \right); \\ a_2 &= \frac{1}{\mu} \left\{ \frac{1}{r_1} \left[\frac{1}{c_2 r_2} + \frac{1}{c_3} \left(\frac{1}{r_3} + \frac{1}{r_2} \right) \right] + c_1 b_2 \right\}; \\ a_3 &= \frac{1}{\mu c_2 c_3 r_1 r_2 r_3}; \quad \mu = c_1 n. \end{aligned} \quad (5)$$

To make relationship between the coefficients of the ladder circuit (4) with the resistances and capacitances of the electrical circuit of the robust controller, expressions (6) are used:

$$\begin{aligned} c_1 &= C1; \quad r_1 = R1; \quad c_2 = C2; \\ r_2 &= R2; \quad c_3 = C3; \quad r_3 = R3; \end{aligned} \quad (6)$$

where $R1, R2, R3$ are resistances of resistors; $C1, C2, C3$ are capacitances of capacitors.

If among the coefficients (6) of the ladder RC function there are negative capacitance c_i with index i and negative resistance r_k with index k , then they are replaced by expressions of the form:

$$c_i = -C_i \frac{R4}{R5}; \quad r_k = -R_k \frac{R6}{R7}. \quad (7)$$

Moreover, the indices in the right-hand sides of Eq. (7) denote the numbers of capacitors and resistances of the circuit according to Fig. 1; $R4=R5$ and $R6=R7$; the fractions in Eq. (7) are irreducible, because the resistances of the circuit are selected with tolerances.

The written Eq. (7) with negative parameters of capacitance and resistance correspond to active circuits based on operational amplifiers studied in [10].

The relationship of the numerator k_μ of the ladder RC function (4) with the resistances $R8$ and $R9$ of the operational amplifier of the circuit is described by the equation (8):

$$k_\mu = \frac{R9}{R8}. \quad (8)$$

Relations (6) – (8) make it possible to construct a basic electrical circuit of the controller. This circuit for $i = k = 2$ is shown in Fig. 1. It contains negatrons of negative capacitance NC and negative resistance NR, designed to suppress interference, and differs from circuit [1] only in other designations of resistance and capacitance indexes.

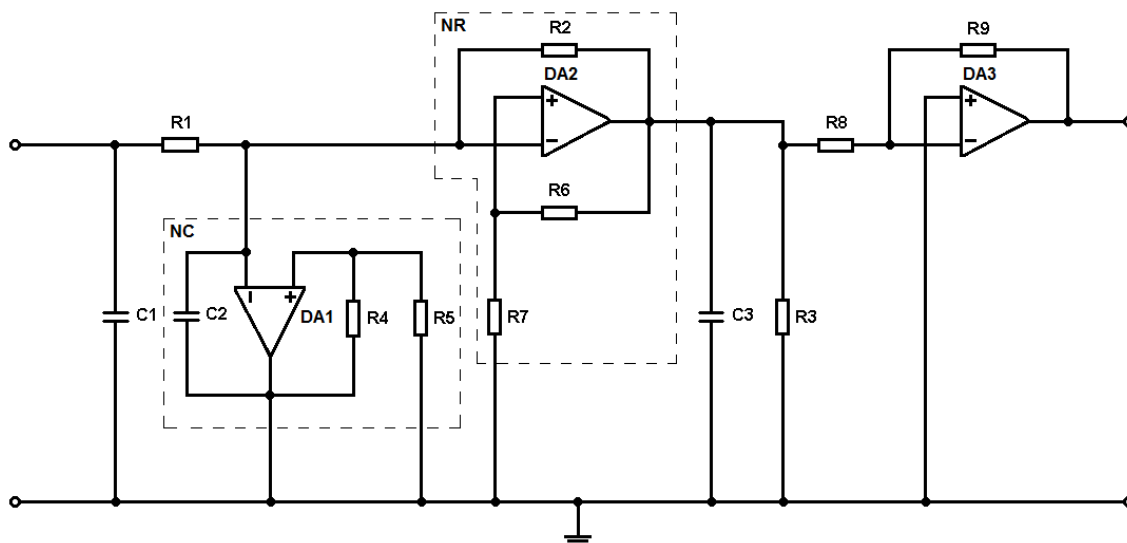


Fig. 1 Electrical circuit of a robust controller

The choice of the resistances of the resistors and capacitances of the capacitors of the electrical circuit is carried out in the process of rounding the calculated

values of the RC function coefficients (4) to the values of the standard series, and their permissible deviations are determined from the calculation of the stability of the

robust rotor flux-linkage control system with random variations in the object parameters (1) and controller (4) within the specified boundaries. In this case, the resistances $R4...R7$ of the circuit resistors are selected from design considerations, and their accuracy from the same stability calculation.

The procedure for calculating and selecting the parameters of resistors and capacitors of the electrical circuit of a stabilizing robust rotor flux-linkage controller consists of the following sequence of actions:

1. The transfer function (3) of the controller of the nominal object is calculated.

2. The decomposition of the found transfer function into a continued fraction is performed and the ladder RC function (4) is compiled.

3. The coefficients of the ladder RC function (4) are rounded to the values of standard series [5].

4. The transfer function of the controller (3) is formed programmatically according to Eq. (5) – (8).

5. The boundaries of the change in the nominal parameters of the object, the resistances of the resistors and capacitances of the capacitors of the electric circuit of the controller are set, taking into account the rounding error of their calculated values to the values of the standard series [5], as well as the accuracy of manufacture and cost.

6. A software system for the stabilization of the rotor flux-linkage consisting of the series-connected transfer functions of the controller (3) and the object (1), covered by a single feedback is made.

7. Curves of flux-linkage transient processes for a closed system and a Bode diagram for an open control system are calculated with random variations in the parameters of the object and the controller within the given boundaries.

8. The accuracy of stabilization of the flux-linkage is determined by the ranges of the curves of steady-state transient processes of the rotor flux-linkage, and by the Bode diagram the stability margins in amplitude and phase were determined.

9. The calculation according to items 5 – 8 is repeated until a compromise in the choice of the controller's electrical circuit element's tolerances and their cost is achieved.

The calculations were performed at the following nominal values of the initial data of the object (1): $T_{fc} = 0,001$ s; $R_{1n} = 2,65$ Ω ; $R_{2n} = 2$ Ω ; $L_{1n} = 0,186$ H; $L_{2n} = 0,189$ H; $L_{12n} = 0,179$ H; $\sigma = 0,0996$, corresponding to an asynchronous electric drive with a MDXMA100-32 motor.

Calculated from these data, the nominal values of the parameters of the robust controller (3) turned out to be equal: $k = 5,016 \cdot 10^5$; $b_1 = 148,963$; $b_2 = 1,0612 \cdot 10^4$; $a_0 = 1$; $a_1 = 1,451 \cdot 10^4$; $a_2 = 1,262 \cdot 10^7$; $a_3 = 3,532 \cdot 10^7$. The calculated values of the resistances and capacitances of the ladder RC function (4) at $\mu = 10^{-5}$ corresponding to these parameters were: $c_1 = 10$ μ F; $r_1 = 6,963$ Ω ; $c_2 = -197$ μ F; $r_2 = -5,709$ Ω ; $c_3 = 12,56$ mF; $r_3 = 28,79$ Ω . These values were rounded to the values of standard

series [5]. These series, rounded values of quantities to the values of series, rounding errors and recommended tolerances of the series are shown in Table 1.

Table 1
Selection of resistances and capacitances of the circuit

Designation	A row according to [5]	Value	Rounding error, %	Recommended row tolerance, %	
R1	Ω	E96	6,98	-0,24	2
R2		E96	5,69	0,33	2
R3		E24	30	-4,2	5
R4		E24	100	0	5
R5		E24	100	0	5
R6		E96	100	0	2
R7		E96	100	0	2
R8		E24	100	0	5
R9		E24	510	-1,7	5
C1	μ F	E24	10	0	5
C2		E24	200	-1,5	5
C3	mF	E24	13	-3,5	5

The undefined parameters $K_{fc}/K_{fc n}$, R_{1eq} , R_2 , L_1 , L_2 and L_{12} of the object (1) varied within the range of ± 90 %, the resistances $R1$, $R2$, $R6$, $R7$ – in the range of ± 3 %; $R3$, $R4$, $R5$, $R8$, $R9$ and capacitance $C1$, $C2$, $C3$ – in the range of ± 10 %. These errors of elements overlap the values of row tolerances recommended by [5] and other guiding documents approximately twice.

Fig. 2 shows 20 curves of the rotor flux-linkage transient processes corresponding to random variations of the undefined parameters of the object and the controller selected by the Monte Carlo method within the given boundaries. They are obtained in the MATLAB application packages with a single abrupt change in the reference action.

As seen, the curves of transient processes shown in Fig. 2 do not go beyond the boundaries of 3 % tube.

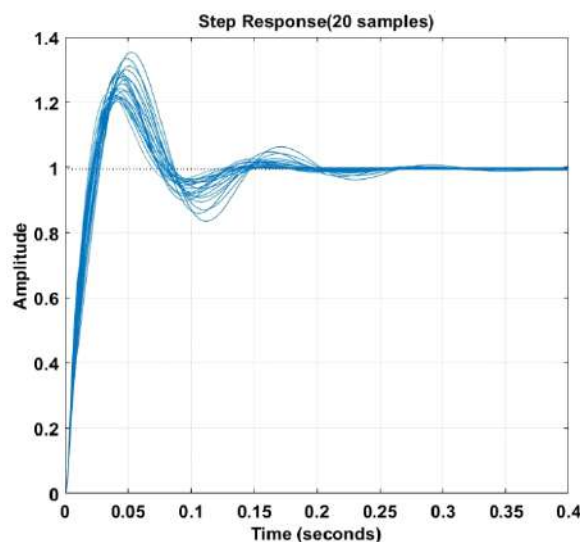


Fig. 2. Rotor flux-linkage transient processes

Fig. 3 shows a Bode diagram with 20 generated amplitude $L(\omega)$ curves and 20 phase $\varphi(\omega)$ frequency response curves with the same undefined parameters as in the previous case. From the amplitude $L(\omega)$ and phase

$\varphi(\omega)$ characteristics presented in this diagram, it can be seen that the system is stable, since the amplitude characteristic crosses the abscissa axis earlier than the phase characteristic, finally falling off, going beyond the angle value of -180 degrees. In this case, the calculated values of the stability margin in amplitude is 19.2 dB, and in phase is 50.6 degrees for the nominal values of the parameters of the object and the controller with scatter of random curves not exceeding 4 dB for amplitude and 15 degrees for phase frequency characteristics.

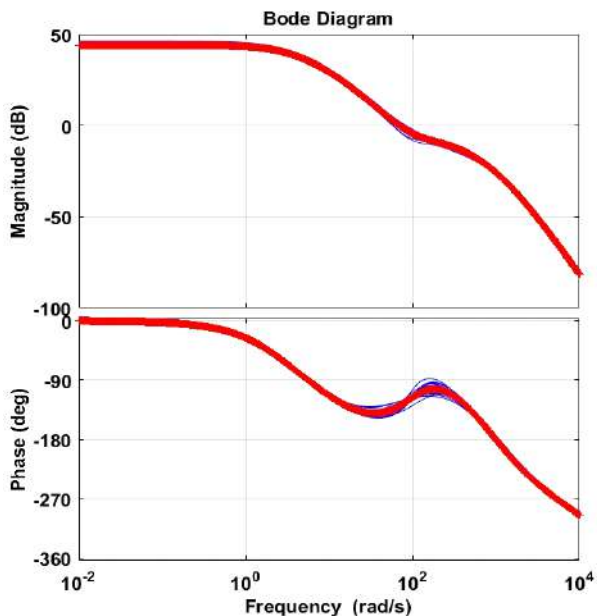


Fig. 3. Open-loop Bode diagram

Checking the operation of the circuit, which is shown in Fig. 1, was carried out in the Multisim package. Its modeling was carried out with random variations in the resistances of resistors and capacitances of capacitors of the specified accuracy. A constant voltage of 1 V and a harmonic signal with a frequency of 20, 50, 5000 Hz and an amplitude of 0.5 V were applied to the input of the circuit, which approximated the limit values of interference during the operation of the controller in the flux-linkage control system (for example, sensor noise, contacts in connectors, electromagnetic fields, interference with the frequency of the supply network, etc.). The voltage filtered by the controller was recorded at the output of the circuit. Recording of these voltages was carried out continuously with a multimeter (Fig. 4).

As expected, the electrical circuit of the H_∞ -suboptimal robust controller provides high-precision noise suppression. In this case, both with accurate and with rounded values of resistances and capacitances, the same voltage value of 11.8 V is set at the output, regardless of the frequency of the interference at the input. This voltage is approximately an order of magnitude less than the steady-state value calculated by Eq. (3) at $p = 0$, because at the output from the circuit it is always determined with an accuracy to a constant factor.

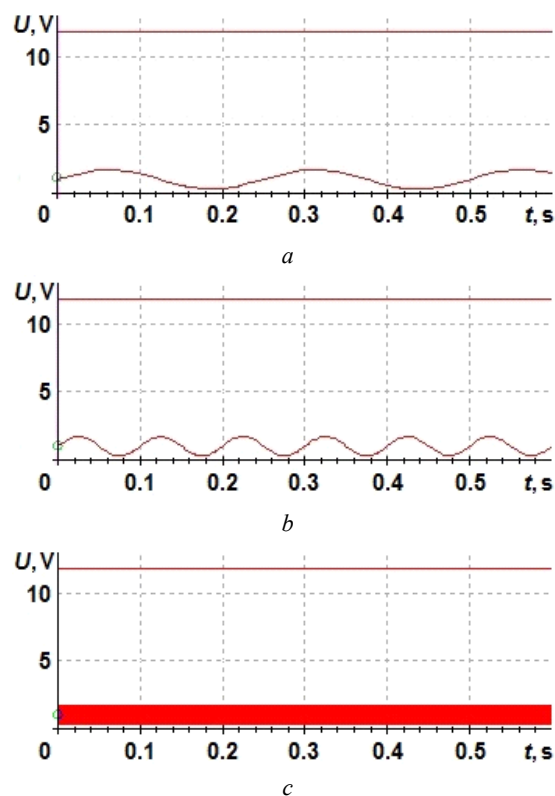


Fig. 4. Dependence of voltage U at the input (sinusoidal line) and output (straight line) on time t :
 a – 20 Hz; b – 50 Hz; c – 5000 Hz

Conclusions.

1. For the first time, analytical dependences of the ladder RC function coefficients on the resistances of the resistors and capacitances of the capacitors of the H_∞ -suboptimal robust controller's circuit diagram were obtained, which allow, together with the control object within the ranges of the specified boundaries of the change in the undefined parameters of the object, the resistances and capacitances of the controller, to carry out calculations and analysis of stability of the stabilizing flux-linkage system and the selection on this basis of resistors and capacitors of the circuit from the series of preferred values, taking into account the margin of tolerances.

2. Based on the calculation and analysis of the stability of the robust flux-linkage control system and the obtained analytical expressions describing the relationship between the coefficients of the transfer function of the robust controller and the resistances of the resistors and capacitances of the capacitors of the electrical circuit of the controller, the limiting values of the tolerances for the selection of resistors and capacitors of the circuit from the preferred series, identified by a specific example.

3. The analysis of the filtering of sinusoidal signals of various frequencies by the electric circuit of the regulator in the Multisim package carried out using the same example, taking into account the selected limit values of the tolerances of resistors and capacitors, shows its insensitivity to these signals.

REFERENCES

1. Khlopenko N.Y., Rozhkov S.O., Khlopenko I.M. *Sistema vektornogo keruvannya shvidkisty asinhronnogo elektrodviguna* [Asynchronous motor vector speed control system]. Patent UA, no. 137157, 2019. (Ukr).
2. Polilov E.V., Rudnev E.S., Skorik S.P. Synthesis of robust control algorithms for a synchronous electric motor means H_∞ -theory. *Transactions of Kremenchuk Mykhaylo Ostrogradskiy State University*, 2010, iss. 4/2010 (63), part 3, pp. 15-20. (Ukr).
3. Rudnev E.S., Morozov D.I. μ -synthesis of robust speed controller of synchronous electric drives. *Electrotechnic and Computer Systems*, 2015, vol. 20, no. 96, pp. 42-50. (Rus). **doi: 10.15276/eltecs.20.96.2015.06.**
4. Khlopenko I.N., Rozhkov S.A., Khlopenko N.J. Stability and accuracy of the robust system for stabilizing the rotor flux-linkage of an asynchronous electric drive at random variations of the uncertain parameters within the specified boundaries. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no. 4, pp. 35-39. **doi: 10.20998/2074-272X.2018.4.06.**
5. *GOST 28884-90. Riady predpochtitel'nykh znachenii dlia rezistorov i kondensatorov* [GOST 28884-90. Preferred number series for resistors and capacitors]. Moscow, Standartinform Publ., 2006. (Rus).
6. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Kolomiets V.V., Bovdui I.V. Improving of electromechanical servo systems accuracy. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no. 6, pp. 33-37. **doi: 10.20998/2074-272X.2018.6.04.**
7. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Kobilyanskiy B.B. Improving of electromechanical stabilization systems accuracy. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no. 2, pp. 21-27. **doi: 10.20998/2074-272X.2019.2.04.**
8. Khlopenko N., Rozhkov S., Khlopenko I. Filtration Of Undesired Signals By The Robust Controller In The Rotor Flux-Linkage Control System. *Scientific Bulletin Kherson State Maritime Academy*, 2019, vol. 1, no. 20, pp. 122-131. (Rus). **doi: 10.33815/2313-4763.2019.1.20.122-131.**
9. Richard Y., Chiang R., Michael G., Safonov M. *MATLAB: Robust Control Toolbox. User's Guide. Version 2*, 1998. 230 p. Available at: <http://www.mathworks.com> (Accessed 12 May 2016).
10. Petrenko I.A. Study of circuit negatrons properties, implemented on operational amplifiers. *Technology audit and production reserves*, 2016, vol. 2, no. 1 (28), pp. 40-50. **doi: 10.15587/2312-8372.2016.66910.**

Received 08.09.2020

Accepted 17.10.2020

Published 24.12.2020

*I.N. Khlopenko*¹, *Graduate Student,*
*N.J. Khlopenko*¹, *Doctor of Technical Science, Professor,*
*S.A. Rozhkov*¹, *Doctor of Technical Science, Professor,*
¹ *Kherson State Maritime Academy,*
 20, Ushakova Ave., Kherson, 73000, Ukraine.
 e-mail: khlopenko.ivan@gmail.com,
khlopenko.n@gmail.com,
rozhkov_ser@meta.ua

В.А. Лебедев, Г.В. Жук, Н.Я. Островерхов, А.М. Халимовский

УПРАВЛЕНИЕ КООРДИНАТАМИ ВЕНТИЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА МЕХАНИЗМОВ ПОДАЧИ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СВАРОЧНОГО ОБОРУДОВАНИЯ

Дослідження показали, що використання стандартного налаштування контуру швидкості на симетричний оптимум системи керування механізмом подачі автоматизованого зварювального обладнання забезпечує частоту імпульсної подачі електродного дроту до 60 Гц та покращення якості зварних з'єднань. На основі концепції зворотних задач динаміки в поєднанні з мінімізацією функціоналу миттєвого значення кінетичної енергії синтезовано регулятор швидкості, що дозволило підвищити частоту імпульсів до 100 Гц при відпрацюванні необхідного лінійного переміщення дроту. Це істотно розширює можливості зварювання і наплавлення. Система керування механізмом подачі дроту реалізована на основі безредукторного вентильного електропривода. Бібл. 16, рис. 6.

Ключові слова: вентильний електропривод, система автоматичного керування, налаштування регуляторів, механізм імпульсної подачі дроту, зварювальне обладнання.

Исследования показали, что использование стандартной настройки контура скорости на симметричный оптимум системы управления механизмом подачи автоматизированного сварочного оборудования обеспечивает частоту импульсной подачи электродной проволоки до 60 Гц и улучшение качества сварных соединений. На основе концепции обратных задач динамики в соединении с минимизацией функционала мгновенного значения кинетической энергии синтезирован регулятор скорости, что позволило повысить частоту импульсов до 100 Гц при отработке требуемого линейного перемещения проволоки. Это существенно расширяет возможности электродуговой сварки и наплавки. Система управления механизмом подачи проволоки реализована на основе безредукторного вентильного электропривода. Библ. 16, рис. 6.

Ключевые слова: вентильный электропривод, система автоматического управления, настройка регуляторов, механизм импульсной подачи проволоки, сварочное оборудование.

Введение. Механизированная и автоматическая электродуговая сварка и наплавка с использованием электродной проволоки постоянно совершенствуется на основе технических и технологических нововведений [1, 2]. Одним из направлений улучшения показателей качества сварки и наплавки является применение импульсных методов воздействия на дуговой процесс, которые осуществляются как за счёт источника сварочного тока [3, 4] так и импульсной подачи электродной проволоки [5, 6]. Актуальность поиска технических решений, обеспечивающих увеличения частоты импульсов подачи проволоки выше 60 Гц для требуемого диапазона линейного перемещения за импульс, обусловлена задачей повышения показателей качества сварки и наплавки [7]. Одним из основных направлений совершенствования технологии сварки и наплавки с импульсной подачей электродной проволоки является применение быстродействующих безредукторных компьютеризованных электроприводов на основе вентильных электродвигателей. В работе на основании концепции обратных задач динамики (КОЗД) в соединении с минимизацией локальных функционалов мгновенных значений энергий выполнен синтез системы управления импульсной подачи электродной проволоки с вентильным электроприводом (ВЭП). На основании компьютерного моделирования динамических процессов системы с помощью MATLAB/ Simulink получены удовлетворительные результаты работы, в частности, быстродействия столь необходимого для получения импульсов движения электродной проволоки для управления переносом капель электродного металла в управляемом режиме в сварочную ванну. Проведён сравнительный анализ результатов работы с системой управления на основе стандартной настройки регуляторов.

Особенности управления механизмами подачи проволоки основе ВЭП. Перспективность направления обусловлена управлением переносом

электродного металла и связанных с ним следующих основных преимуществ процесса [8]:

- возможность существенного улучшения структуры металла шва и наплавленного слоя;
- реализация задачи управление формой сварного соединения, величиной усиления и проплавления;
- снижение энерго- и ресурсозатрат.

Реализация процесса управляемой импульсной подачи может осуществляться несколькими способами с применением разных систем. В последнее время наиболее рациональным техническим решением для получения регулируемой импульсной подачи является применение механизмов подачи на основе вентильных электродвигателей специальной разработки с обычным безредукторным механизмом роликотом движителей и компьютеризованной системой управления [9].

Исследование характеристик процесса сварки с применением вентильного электропривода со стандартными настройками регуляторов позволило определить, что частота импульсной подачи с определённым шагом перемещения электродной проволоки в значительной мере влияет на результаты сварки наплавки практически по всем показателям. Для примера, частично описанного в [10], на рис. 1 представлены микрошлифы поперечных разрезов валиков, выполненных на легированных сталях при различных частотах подачи электродной проволоки.

Анализ микрошлифов показывает, что при импульсной подаче резко снижается рост кристаллов, увеличивается их дезориентация, что ведёт к повышению прочности и износостойкости наплавляемого или свариваемого изделия [11].

Из результатов цикла проведенных исследований, очевидно, что механизм подачи электродной проволоки должен иметь широкий диапазон частот подачи электродной проволоки.

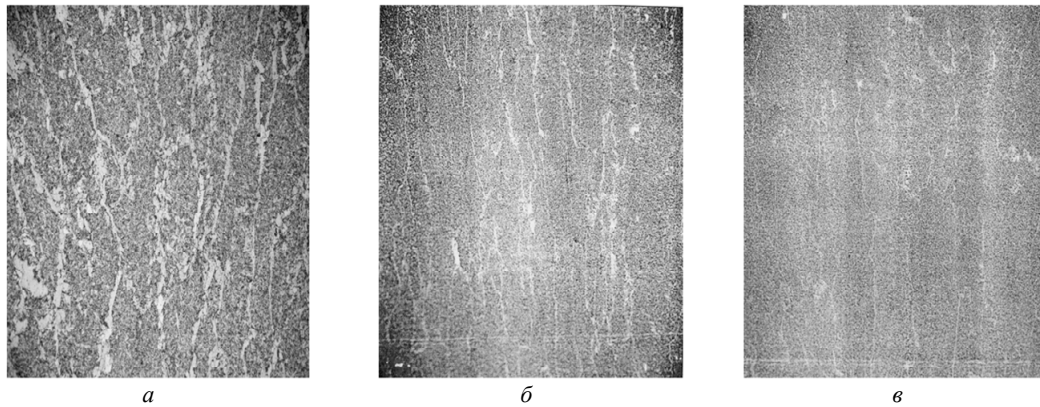


Рис. 1. Микроструктуры наплавленных валиков (X200) при частотах импульсной подачи: а – 0; б – 28 Гц; в – 45 Гц

Цель работы состоит в повышении качества работы механизма подачи электродной проволоки для улучшения характеристик дугового процесса путем разработки методики настройки регулятора для увеличения быстродействия контура скорости электропривода подачи.

Применение стандартных настроек ВЭП механизированного и автоматического сварочного оборудования обеспечивает частоту неискажённой подачи электродной проволоки в импульсном режиме работы до 60 Гц. Увеличение частоты подачи проволоки позволяет повысить показатели качества сварных изделий – формирование сварного соединения, снижение потерь электродного металла, повышение механических свойств сварного соединения.

Математическая модель системы управления ВЭП. При исследовании системы автоматического управления (САУ) подачей электродной проволоки вентильный электродвигатель описывается математической моделью машины постоянного тока с независимым возбуждением [15, 16]. Стандартная САУ имеет двухконтурную структуру системы подчиненного регулирования, состоящую из внутреннего контура регулирования тока с релейным регулятором РРТ и внешнего контура регулирования скорости с П-регулятором, показанную на рис. 2. Динамические процессы в САУ описываются следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} M - M_{st} = J \cdot p \cdot \omega; \\ I = \frac{(U - E)}{R_f \cdot (T_f \cdot p + 1)}; \\ U = \frac{(I^* - K_1 \cdot I) \cdot K_{dr}}{R_f \cdot (T_\mu \cdot p + 1)}; \\ E = cF \cdot \omega; \\ M = cF \cdot I; \\ I^* = (\omega^* - K_2 \cdot \omega) \cdot K_g, \end{cases}$$

где ω^* , ω – задание скорости и скорость вращения двигателя; I^* , I – задание контура тока и ток двигателя; M – электромагнитный момент электродвигателя; M_{st} – момент сопротивления на валу электродвигателя; U – выходное напряжение силового преобразователя; E – ЭДС электродвигателя; K_g – коэффициент усиления П-регулятора скорости; K_{dr} – коэффициент передачи силового преобразователя; T_μ – постоянная времени преобразователя; K_1 , K_2 – коэффициенты обратных связей по току и скорости; R_f – линейное активное сопротивление электродвигателя в нагретом состоянии; T_f – постоянная времени фазы электродвигателя; cF – коэффициент возбуждения электродвигателя; J – суммарный момент инерции, приведенный к валу электродвигателя; p – оператор Лапласа.

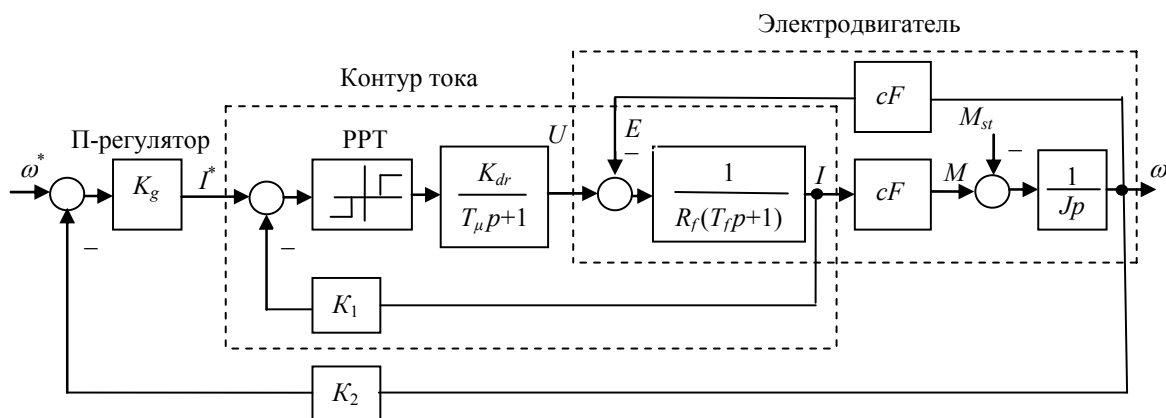


Рис. 2. Структурная схема системы автоматического управления скоростью вентильного электропривода подачи проволоки

Синтез закона управления скоростью ВЭП методом обратных задач динамики. Анализ методов синтеза замкнутых систем управления показал, что

использование нестандартного алгоритма управления, синтезированного на КОЗД в соединении с минимизацией локальных функционалов мгновенных значений

энергий, позволяет повысить качество управления и частоту подачи проволоки. Законы управления на основании КОЗД обеспечивают также слабую чувствительность к параметрическим и координатным возмущениям, осуществляют динамическую декомпозицию взаимосвязанной системы и просты для реализации, так как не содержат операций дифференцирования [12-14]. Преимуществом метода синтеза является определение законов управления без традиционного решения оптимизационной задачи. Законы управления определяются видом дифференциального уравнения объекта и видом дифференциального уравнения, с помощью которого задается желаемое качество переходного процесса замкнутого контура управления.

Согласно рис. 2 контур скорости состоит из оптимизированного внутреннего контура тока и интегрирующего звена, представляющего электромеханическую часть электропривода. На вход контура поступает сигнал задания скорости ω^* . При разработке закона управления регулятора скорости не учитывается инерционность оптимизированного контура тока в виде модели апериодического звена 1-го порядка с малой постоянной времени T_1 . Однако после завершения синтеза производится анализ ее влияние на показатели качества управления. После таких допущений объект управления регулятора скорости описывается следующим дифференциальным уравнением первого порядка

$$\dot{\omega} = \frac{cF}{J} I^*. \quad (1)$$

Для объекта первого порядка (1) порядок уравнения желаемого качества управления скоростью также принимается равным единице

$$\dot{z} + \alpha_0 z = \alpha_0 \omega^* \quad (2)$$

с обеспечением астатизма первого порядка и заданной добротностью по скорости равной

$$D_\omega^* = \alpha_0. \quad (3)$$

Требуемая длительность t_{mn} апериодического переходного процесса скорости задается с помощью единственного коэффициента уравнения (2)

$$t_{mn} \approx 3 / \alpha_0.$$

Необходимо найти управляющую функцию регулятора скорости I^* , чтобы качество управления скоростью ω приближалось к желаемому, заданному уравнением (2). Степень приближения реального процесса к желаемому оценивается функционалом, который характеризует нормированную по моменту инерции энергию первой производной кинетической энергии

$$G(I^*) = \frac{1}{2} [\dot{z}(t) - \dot{\omega}(t, I^*)]^2 \quad (4)$$

Минимизация функционала осуществляется по градиентному закону первого порядка

$$\frac{dI^*(t)}{dt} = -\lambda_\omega \cdot \frac{dG(I^*)}{dI^*}, \quad (5)$$

где $\lambda_\omega > 0$ – константа.

Производная функционала с учетом (1) и (2) равна

$$\frac{dG(I^*)}{dI^*} = \frac{cF}{J} \cdot (z - \dot{\omega}). \quad (6)$$

После подстановки (6) в (5) находится закон управления скоростью

$$\dot{I}^*(t) = k_\omega (z - \dot{\omega}), \quad (7)$$

где $k_\omega = cF \cdot \lambda_\omega / J$ – коэффициент усиления регулятора скорости.

Переменная z в (7) играет роль требуемого ускорения, которое определяется в реальном времени из уравнения желаемого качества (2) путем замыкания обратной связью по скорости $z = \omega$

$$\dot{z} = \alpha_0 \cdot (\omega^* - \omega). \quad (8)$$

Закон управления скоростью принимает окончательный вид после интегрирования обеих частей уравнения (7) с учетом (8)

$$I^*(t) = k_\omega \cdot (z - \omega);$$

$$z = \alpha_0 \int (\omega^* - \omega) dt. \quad (9)$$

Структурная схема регулятора скорости, построенная на основании (9), показана на рис. 3.

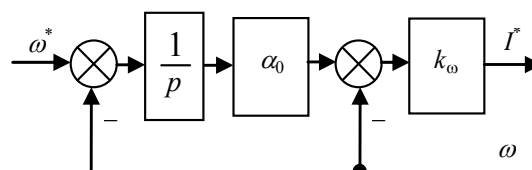


Рис. 3. Структурная схема регулятора скорости

Регулятор скорости содержит только параметр α_0 желаемого закона управления и не содержит параметров объекта управления, что характерно для классических законов управления.

Уравнение замкнутого контура скорости

$$\ddot{\omega} + \frac{cF}{J} \cdot k_\omega \cdot \dot{\omega} + \frac{cF}{J} \cdot k_\omega \cdot \alpha_0 \cdot \omega = \frac{cF}{J} \cdot k_\omega \cdot \alpha_0 \cdot \omega^*, \quad (10)$$

полученное после подстановки в уравнение объекта (1) закона управления (9), показывает, что замкнутая система (10) является устойчивой даже при неограниченном увеличении коэффициента усиления регулятора скорости $k_\omega \rightarrow \infty$. Согласно критерию устойчивости Гурвица коэффициенты уравнения (10) являются положительными

$$\frac{cF}{J} \cdot k_\omega > 0; \quad \frac{cF}{J} \cdot k_\omega \cdot \alpha_0 > 0.$$

Важной задачей является определение свойств контура скорости при конечных значениях коэффициента усиления регулятора. Согласно передаточной функции разомкнутого контура скорости, полученной на основании (10)

$$W(p) = \frac{cF \cdot k_\omega \cdot \alpha_0 / J}{p \cdot (p + cF \cdot k_\omega / J)}, \quad (11)$$

контур скорости обладает заданным астатизмом первого порядка, а также добротностью по скорости равной заданной (3)

$$D_\omega = D_\omega^* = \alpha_0. \quad (12)$$

Это обеспечивает степень приближения реально-го переходного процесса скорости к желаемому процессу, заданному (2), при умеренных коэффициентах усиления регулятора скорости k_ω .

Оценка влияния неучтенной инерционности контура тока с малой постоянной времени T_1 на динамические свойства контура скорости осуществляется с помощью характеристического уравнения замкнутой системы, полученного аналогично (10)

$$T_1 \cdot T_0 \cdot p^3 + T_0 \cdot p^2 + k_\omega \cdot p + k_\omega \cdot \alpha_0 = 0, \quad (13)$$

где $T_0 = J/cF$ – постоянная времени объекта управления.

Для устойчивости контура скорости согласно (13) требуется выполнение условия $\alpha_0 < (1/T_1)$. Таким образом, инерционность контура тока ограничивает желаемое быстродействие контура скорости.

Исследование системы управления ВЭП. Исследования проведены путем моделирования в программном комплексе MATLAB/Simulink. Для оценки эффективности работы системы управления скоростью вентиляльного электропривода механизма подачи проволоки проведен сравнительный анализ результатов моделирования предложенной системы с регулятором (9) и САУ с П-регулятором скорости. Значение коэффициента усиления П-регулятора $K_g = 8,75$ полу-

чено при настройке контура скорости на аperiodический процесс. При моделировании двухконтурной САУ приняты следующие значения параметров структурной схемы: $T_f = 0,5$ мс; $R_f = 0,9$ Ом; $cF = 1$ В·с; $J = 0,001$ кг·м²; $K_1 = 1,94$; $K_2 = 0,25$. Контур тока, каждой из рассматриваемых систем, содержит РРТ с зоной нечувствительности 0,5 В. Величина напряжения на выходе силового преобразователя составляет $U = 24$ В.

Результаты моделирования контура тока при синусоидальном сигнале задания с частотой 100 Гц для принятых настроек представлены на рис. 4. Анализ результатов моделирования контура тока для сигнала задания I^* показывает удовлетворительную динамику его обработки.

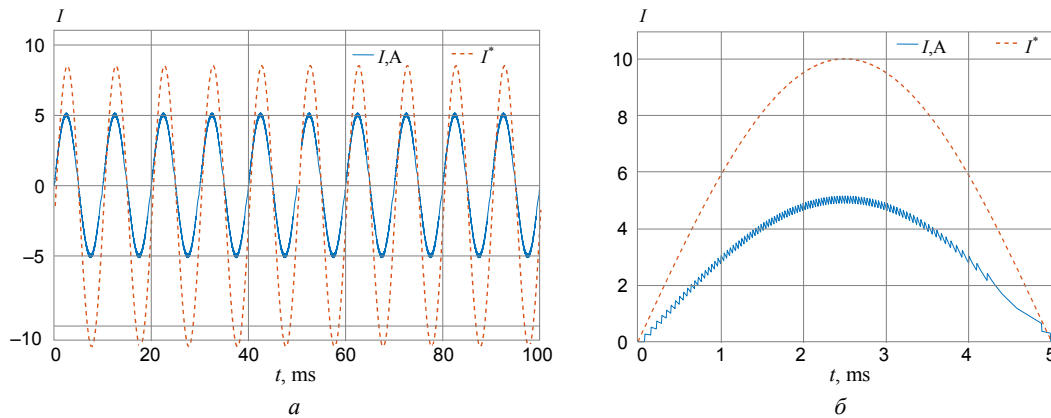


Рис. 4. Результаты моделирования переходных процессов контура тока системы

Результаты моделирования переходных процессов обеих систем при скачкообразном сигнале задания представлены на рис. 5. Кривые ω_1 соответствуют системе с регулятором (9), а ω_2 – системе с П-регулятором. Сравнительный анализ графиков переходных процессов скорости систем (рис. 5,а при $\alpha_0 = 500$; рис. 5,б при $\alpha_0 = 1700$) подтверждает зависимость времени переходного процесса от величины параметра α_0 . Увели-

чение этого параметра при постоянном значении $k_\omega = 100$ сокращает время переходного процесса. По результатам моделирования для аperiodической настройки контура скорости определено максимальное значение параметра $\alpha_0 = 1700$. С увеличением значения этого параметра при скачке задания скорости в системе появляется перерегулирование.

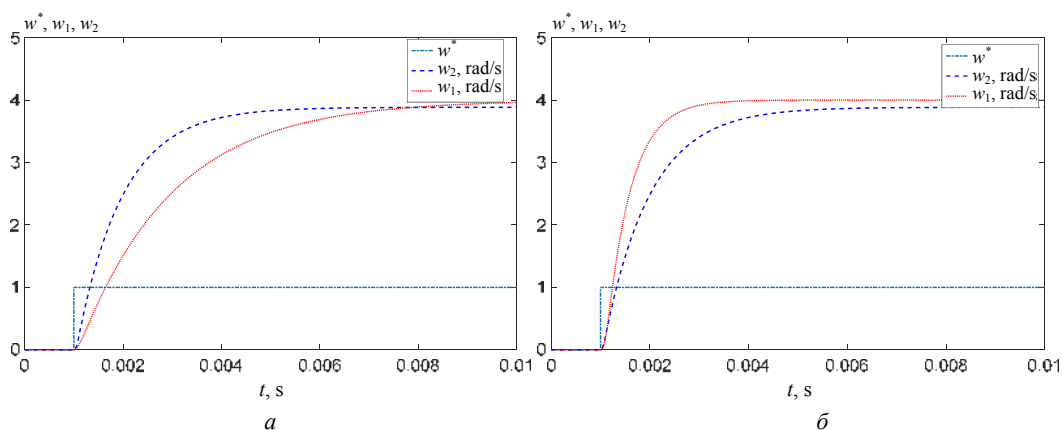


Рис. 5. Результаты моделирования переходных процессов систем при скачке сигнала задания

Результаты моделирования переходных процессов систем при формировании сигнала задания в виде прямоугольных импульсов длительностью $t_{imp} = 5$ мс с частотой следования импульсов 100 Гц представлены на рис. 6. Формирование сигнала задания скорости ω^* в виде прямоугольных импульсов для условий моделирования, представленных на рис. 6,а, обеспечивает

перемещение L_1 проволоки (рис. 6,б) на 3 мм при аperiodической настройке контура с использованием КОЗД. В системе с П-регулятором контура скорости перемещение L_2 проволоки (рис. 6,б) составило всего 1,8 мм. Результаты моделирования показали, что при набросе нагрузки от 0 до 5 Нм для импульса длительностью 4 мс и частоты следования импульсов 100 Гц

перемещение L_1 проволоки за импульс изменялось от 2,64 мм до 2,35 мм. Перемещение L_2 проволоки в САУ с П-регулятором скорости для тех же условий изменения нагрузки составило менее 1,4 мм. При увеличении времени импульса в системе с П-регулятором скорости до 8 мс перемещение L_2 про-

волоки за импульс изменялось от 2,2 мм до 2,8 мм при уменьшении нагрузки в диапазоне от 5 Нм до нуля. Уменьшение величины момента инерции J в 2 раза позволяет при нагрузке в 5 Нм и длительности импульса 5 мс обеспечить перемещение L_1 проволоки на 2,4 мм.

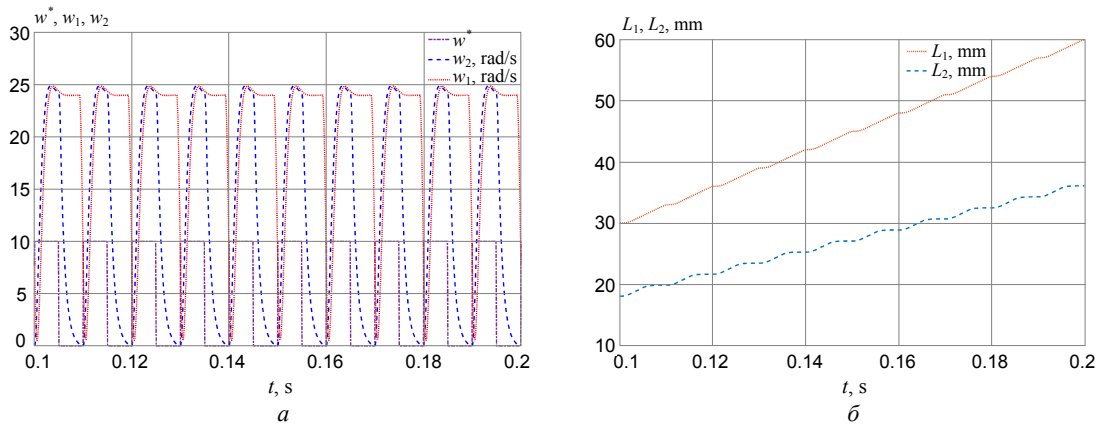


Рис. 6. Результаты моделирования переходных процессов систем при сигнале задания в виде прямоугольных импульсов

Выводы.

1. Результаты исследования системы с предложенным регулятором скорости показали, что механизм подачи электродной проволоки обеспечивает требуемое линейное перемещение при сигнале задания в виде прямоугольных импульсов при частоте следования 100 Гц. Рекомендуемая длительность импульса задания скорости не должна превышать 5 мс.

2. Исследования системы также показали, что при определенных соотношениях параметров П-регулятор скорости может обеспечить обработку требуемых перемещений при частоте следования импульсов подачи 100 Гц, но с худшими показателями качества. Учитывая возможный диапазон изменения параметров системы окончательный выбор типа регулятора и способа его настройки должен определяться технологическими требованиями к показателям качества САУ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Патон Б.Е. Современные направления исследований и разработок в области сварки и прочности конструкций. *Автоматическая сварка*, 2003, № 10-11 (607), С. 7-13.
2. Маковецкая, О. К. Основные тенденции на рынке сварочной техники в 2008-2011 гг. и прогноз его развития (Обзор). *Автоматическая сварка*, 2012, № 6, С. 44-50.
3. Pal K., Pal S.K. Effect of Pulse Parameters on Weld Quality in Pulsed Gas Metal Arc Welding: A Review. *Journal of Materials Engineering and Performance*, 2010, vol. 20, no. 6, pp. 918-931. doi: 10.1007/s11665-010-9717-y.
4. Harris I. Transfer of heat and mass to the base metal in gas metal arc welding. *Welding, Brazing, and Soldering*, 2011, vol. 6, pp. 82-88.
5. Патон Б.Е., Лебедев В.А., Пичак В.Г., Полосков С.И., Щавелев Л.Н. Анализ технических и технологических возможностей импульсной подачи электродной проволоки в процессах дуговой сварки и наплавки. *Сварочное производство*, 2002, № 2, С. 24-31.
6. Крампит Н.Ю. Способы управления плавлением и переносом электродного металла (обзор). *Сварочное производство*, 2009, № 3, С. 31-35.
7. Патон Б.Е., Лебедев В.А., Жук Г.В., Драган С.В. Механические импульсные и вибрационные воздействия в оборудовании и технологиях механизированной сварки и наплавки. 16 Міжнародна науково-технічна конференція «Вібрації в техніці та технологіях». Збірник тез доповідей. Він-

ниця. 26-27 жовтня 2017 року. С. 10-16.

8. Lebedev V., Reisinger U., Lendiel I. Study of technological opportunities of GMA welding and surfacing with pulse electrode wire feed. *Welding in the World*, 2016, vol. 60, no. 3, pp. 525-533. doi: 10.1007/s40194-016-0321-0.
9. Лебедев В.А., Рышша В.В., Радимов И.Н. Современные вентильные электроприводы в системах механизированного сварочного оборудования. *Электромашинобудовання та електрообладнання*. 2009, № 74, С. 22-24.
10. Лебедев В.А., Драган С.В., Жук Г.В., Новиков С.В., Симутенков И.В. Применение импульсных воздействий при дуговой сварке плавящимся электродом в среде защитных газов (Обзор). *Автоматическая сварка*, 2019, № 8, С. 30-40.
11. Gill J.S., Kalyan Reddy T. Effect of weld pool vibration on fatigue strength and tensile strength of stainless-steel butt-welded joints by GTAW process. *Proceedings of the World Congress on Engineering*, 2018, vol. II WCE 2018, July 4-6, 2018, London, U.K.
12. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Kobilyanskiy B.B. Improving of electromechanical stabilization systems accuracy. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no. 2, pp. 21-27. doi: 10.20998/2074-272X.2019.2.04.
13. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Kolomiets V.V., Bovdui I.V. Improving of electromechanical servo systems accuracy. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no. 6, pp. 33-37. doi: 10.20998/2074-272X.2018.6.04.
14. Ostroverkhov M., Pyzhov V. Korol S. Control of the electric drive under conditions of parametric uncertainty and coordinates' interrelation. *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, 2017, pp. 64-67. doi: 10.1109/MEES.2017.8248953.
15. Терехов В.М., Осипов О.И. Системы управления электроприводов: учебник для студентов высших учебных заведений. – М.: Академия, 2006. – 304 с.
16. Лебедев В.А., Гулый М.В. Быстродействующий вентильный электропривод для оборудования механизированной дуговой сварки. *Мехатроника, автоматизация, управление*, 2014, № 6, С.47-51.

REFERENCES

1. Paton B.E. Modern directions of research and development in the field of welding and structural strength. *Automatic welding*, 2003, no. 10, 11 (607), pp. 7-13. (Rus).
2. Makovetskaya O.K. Main trends in the welding equipment market in 2008-2011 and forecast of its development (Review). *Automatic welding*, 2012, no. 6, pp. 44-50. (Rus)
3. Pal K., Pal S.K. Effect of Pulse Parameters on Weld Quality in Pulsed Gas Metal Arc Welding: A Review. *Journal of Mate-*

rials Engineering and Performance, 2010, vol. 20, no. 6, pp. 918-931. doi: 10.1007/s11665-010-9717-y.

4. Harris I. Transfer of heat and mass to the base metal in gas metal arc welding. *Welding, Brazing, and Soldering*, 2011, vol. 6, pp. 82-88.

5. Paton B.E., Lebedev V.A., Pichak V.H., Poloskov S.I., Shchhavelev L.N. Analysis of technical and technological possibilities of the pulsed feed of electrode wire in arc welding and surfacing processes. *Welding International*, 2002, vol. 16, no. 7, pp. 575-581. doi: 10.1080/09507110209549580.

6. Krampit N.Y. Methods of controlling melting and transfer of electrode metal (review). *Welding International*, 2010, vol. 24, no. 10, pp. 808-812. doi: 10.1080/09507116.2010.486194.

7. Paton B.E., Lebedev V.A., Zhuk G.V., Dragan S.V. Mechanical impulse and vibration effects in equipment and technologies of mechanized welding and surfacing. *16th International Science and Technology Conference «Vibrations in technology and technology»*. Collection of theses. Vinnytsia, Ukraine, 26-27 October 2017, pp. 10-16. (Rus).

8. Lebedev V., Reisgen U., Lendiel I. Study of technological opportunities of GMA welding and surfacing with pulse electrode wire feed. *Welding in the World*, 2016, vol. 60, no. 3, pp. 525-533. doi: 10.1007/s40194-016-0321-0.

9. Lebedev V.A., Rymsha V.V., Radimov I.N. Modern valve electric drives in systems of mechanized welding equipment. *Electrical machine-building and electrical equipment*, 2009, no. 74, pp. 22-24. (Rus).

10. Lebedev V.A., Dragan S.V., Zhuk G.V., Novikov S.V., Simutenkov I.V. Application of pulsed impact in consumable electrode gas-shielded arc welding (Review). *The Paton Welding Journal*, 2019, no. 8, pp. 18-26. doi: 10.15407/tpwj2019.08.04.

11. Gill J.S., Kalyan Reddy T. Effect of weld pool vibration on fatigue strength and tensile strength of stainless-steel butt-welded joints by GTAW process. *Proceedings of the World Congress on Engineering*, 2018, vol. II WCE 2018, July 4-6, 2018, London, U.K.

12. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdii I.V., Kobilyanskiy B.B. Improving of electromechanical stabilization systems accuracy. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no. 2, pp. 21-27. doi: 10.20998/2074-272X.2019.2.04.

13. Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Kolomiets V.V., Bovdii I.V. Improving of electromechanical servo systems accuracy. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no. 6, pp. 33-37. doi: 10.20998/2074-272X.2018.6.04.

14. Ostroverkhov M., Pyzhov V., Korol S. Control of the electric drive under conditions of parametric uncertainty and coordinates' interrelation. *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Kremenchuk, 2017, pp. 64-67. doi: 10.1109/MEES.2017.8248953.

15. Terekhov V.M., Osipov O.I. *Sistemy upravleniia elektroprivodov. Uchebnyk dlia studentov vysshikh uchebnykh zavedenii* [Control systems of electric drives. Textbook for students of higher educational institutions]. Moscow, Akademiia Publ., 2006. 304 p. (Rus).

16. Lebedev V.A., Guly M.V. The high-speed valve electric drive for the equipment of the mechanized arc welding. *Mechatronics, automation, control*, 2014, no. 6, pp. 47-51. (Rus).

Поступила (Received) 09.09.2020

Принята (Accepted) 16.10.2020

Опубликована (Published) 24.12.2020

Лебедев Владимир Александрович¹, д.т.н., проф.,

Жук Геннадий Владимирович¹,

Островерхов Николай Яковлевич², д.т.н., проф.,

Халимовский Алексей Модестович², к.т.н., доц.,

¹ Государственное предприятие

«Опытное конструкторско-технологическое бюро

Института электросварки им. Е.О.Патона

Национальной академии наук Украины»,

03150, Киев, ул. Боженко, 7,

e-mail: valpaton@ukr.net, oktb-paton@i.ua

² Национальный технический университет Украины

«Киевский политехнический институт

имени Игоря Сикорского»,

03056, Киев, пр. Перемоги, 37,

e-mail: n.ostroverkhov@hotmail.com, o.khalimovskyy@ukr.net

V.A. Lebedev¹, G.V. Zhuk¹, N.J. Ostroverkhov²,

A.M. Khalimovskyy²

¹ SF «Experimental Design-Technological Office

of the E.O. Paton Electric Welding Institute

of the National Academy of Sciences of Ukraine»,

7, Bogenko Str., Kiev, 03150, Ukraine.

² National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv

Polytechnic Institute»,

37, Prospect Peremohy, Kyiv-56, 03056, Ukraine.

Control of valve electric drive coordinates of automated welding equipment feed mechanisms.

Goal. Finding ways to improve the quality of operation of the electrode wire feeder in terms of increasing the frequency of undistorted pulse feed with controlled characteristics, in particular its speed, as well as developing methods to simplify the adjustment of regulators of fast-acting electric drive to improve the results of the arc welding and surfacing process. **Methodology.** In the work, methods of analysis of existing technical solutions were used to increase the speed of operation of electric drives for a specific purpose with the choice of the most rational solution based on the use of the method of synthesis of a control system based on the concept of inverse problems of dynamics with subsequent computer simulation, confirming the adequacy of the applied method of synthesis of high-speed systems. **Results.** The authors considered the possibilities of increasing the speed of control systems for gearless computerized electric drives in a system with modern designs of valve electric drives for electrode wire feeding systems. A mathematical model of a rectifier motor has been developed with some assumptions that significantly influenced the simulation results. The new possibilities are based on the use of an original synthesis method based on the use of the concept of the inverse problem of dynamics with the subsequent study of the operation of the automatic control system for pulse wire feed, which was performed with aperiodic adjustment of the velocity contour by different methods. This approach made it possible to obtain the necessary laws of electric drive control without the traditional solution of the optimization problem. The developed control system for the electrode wire feed with pulsed motion algorithms provided the required linear movement of the wire at a pulse repetition rate of 100 Hz. The carried out computer simulation of the new control system confirmed the results of the study. It was found that an increase in the pulse time duration over 50 % of the pulse repetition period for given feed frequencies leads to an increase in the wire movement in the pulse, as well as to a decrease in the worked out frequency of the wire linear displacement feed. It was not possible to provide the required wire movement in the impulse feed mode for aperiodic adjustment of the speed loop with a P-controller for the same system parameters. **Originality.** The development was carried out for a specific application in the electrode wire feed systems of mechanized and automatic equipment for consumable electrode arc welding with obtaining certain algorithms of pulse motion. To effectively solve the complex problem of increasing the frequency of feed pulses with the provision of a displacement step, an original technique of the concept of inverse dynamic problems with confirmation of the result by mathematical modeling by practical results was used. **Practical significance.** The use of standard settings of the valve electric drive of mechanized and automatic welding equipment provides the frequency of undistorted electrode wire feed in the pulse mode of the feed mechanisms up to 50 Hz. New possibilities of settings made it possible to increase the frequency of wire feed, which makes it possible to raise the quality indicators of welded products - the formation of a welded joint, a decrease in electrode metal losses, an increase in the mechanical properties of a welded joint. References 16, figures 6.

Key words: valve electric drive, automatic control system, adjustment of regulators, pulse wire feed mechanism, welding equipment.

О.О. Пальчиков

ПРОБИВНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ ВОЗДУШНЫХ ВКЛЮЧЕНИЙ МИКРОННОГО ДИАПАЗОНА В КОНДЕНСАТОРНОЙ БУМАГЕ

Отримана в роботі залежність напруженості електричного поля повітря від довжини розрядного проміжку задовільно пояснює значення пробивних напруг зразків конденсаторного паперу при зміні їх марок і товщини. Побудована залежність пробивної напруженості повітря при нормальних умовах в діапазоні 1,36...5,54 мкм на підставі розрахунку електростатичних полів в моделях конденсаторного паперу з сегментними поперечними перетинами циліндричних об'ємів повітря і води. Проведено зіставлення отриманої залежності з відомими експериментальними даними. Отримані дані в діапазоні 2...5,54 мкм найбільш близькі експериментальним даним Пешо. Бібл. 11, табл. 3, рис. 5.

Ключові слова: електричний пробій, модель конденсаторного паперу, мікронний проміжок, електростатичне поле, метод скінченних елементів.

Полученная в работе зависимость напряженности электрического поля воздуха от длины разрядного промежутка удовлетворительно объясняет значения пробивных напряжений образцов конденсаторной бумаги при изменении их марок и толщины. Построена зависимость пробивной напряженности воздуха при нормальных условиях в диапазоне 1,36...5,54 мкм на основании расчета электростатических полей в моделях конденсаторной бумаги с сегментными поперечными сечениями цилиндрических объемов воздуха и воды. Проведено сопоставление полученной зависимости с известными экспериментальными данными. Полученные данные в диапазоне 2...5,54 мкм наиболее близки экспериментальным данным Пешо. Библ. 11, табл. 3, рис. 5.

Ключевые слова: электрический пробой, модель конденсаторной бумаги, микронный промежуток, электростатическое поле, метод конечных элементов.

Введение. При нарушении технологического режима пропитки (недостаточное давление при пропитке) в толщине конденсаторной бумаги остаются воздушные включения, в которых при эксплуатации под высоким напряжением возникают разряды. Поэтому возникает необходимость выполнить оценку пробивного напряжения воздушных включений конденсаторной бумаги.

В данной работе предлагается определение пробивного напряжения промышленной частоты воздуха в микронном диапазоне на основе косвенных оценок расчетных значений, выполненных на основании численного моделирования электростатического поля в конденсаторной бумаге с воздушными включениями. Конденсаторная бумага является трехкомпонентным диэлектриком, состоящим из целлюлозы, воздуха и воды. Выбор такого диэлектрика основан на предположении, что изменение пробивного напряжения при изменении толщины объясняется развитием полного пробоя диэлектрика с частичного в воздушной области. При приложении испытательного напряжения электрическое поле распределяется неравномерно в соответствии с диэлектрической проницаемостью и расположением компонентов. Так для рассматриваемого изоляционного материала в воде модуль напряженности электрического поля (НЭП) наименьший, а в воздухе наибольший. Затем проводится проверка возможности пробоя для участка с практически однородным как по модулю, так и по направлению вектором НЭП. Если проверка удовлетворяется, то эта область заменяется на идеально проводящую. И все повторяется, пока разряд не распространится по всей толщине диэлектрика.

Обзор литературы. В 1889 г. Фридрих Пашен установил, что пробивное напряжение в газах зависит от произведения давления газа и расстояния между электродами. Дальнейшие исследования показали отклонения от данного закона подобия газовых разрядов. Обзоры экспериментальных исследований пробоя воздуха при нормальном атмосферном давлении и

микронных промежутках приведены в [1-3], а новейшие данные в [4]. В результате чего установлено, что при нормальном давлении левая ветвь зависимости Пашена падает при уменьшении произведения давления и расстояния между электродами, а также определена зависимость пробивного напряжения от материала электродов. Однако экспериментальные данные различных авторов сильно разнятся и иногда даже противоречат друг другу.

Также установлено, что для воздуха пробивное напряжение не зависит от частоты при $f = 0...50$ Гц в разрядных промежутках до 600 см. Для воды и твердых диэлектриков увеличение электрической прочности наблюдается при времени воздействия напряжения соизмеримого со временем прорастания канала разряда (для жидкостей – 0,01 мкс при толщинах 10...100 мкм, для твердых диэлектриков 0,1 мкс при толщине 1 мм) [5].

Влияние воздушных полостей на развитие разряда в полимере с учетом распределения электростатического поля и механических напряжений проанализировано в [6], однако в качестве условия пробоя берется зависимость Пашена.

Цель работы – определение пробивного напряжения воздушных включений микронного диапазона в конденсаторной бумаге на основе численно-полевых моделей электрического поля с сегментными поперечными сечениями цилиндрических объемов воздуха и воды в целлюлозе.

Математическая модель. Объемное соотношение компонентов конденсаторной бумаги определяется на основе уравнений:

$$\begin{cases} V_p \rho_p (1-y) = V_c \rho_c + V_a \rho_a; \\ V_w \rho_w = V_p \rho_p y; \\ V_p = V_c + V_a + V_w, \end{cases}$$

где V_p , V_c , V_a и V_w – объемы бумаги, целлюлозы, воздуха и воды соответственно; ρ_p , ρ_c , ρ_a и ρ_w – плотности бумаги, целлюлозы, воздуха и воды соответственно; y – относительное массовое содержание воды в изоляционной бумаге.

Тогда радиус пор, содержащих воздух и воду, длиной l и количеством N в объеме целлюлозы находится

$$r = [(V_a + V_w)/(\pi \cdot l \cdot N)]^{0.5}.$$

Пример расположения объемов воздуха и воды в поре приведен на рис. 1. Поперечные сечения цилиндрических объемов материалов поры делятся центральными криволинейными трапециями на три области. Основы таких трапеций составляют 20 % от длины линии раздела воздушной и водной сред. Это сделано для того, чтобы выделить подобласти с практически однородной НЭП в воздушной и водной областях.

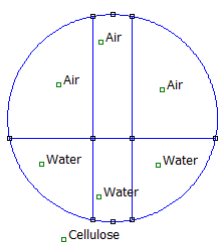


Рис. 1. Фрагмент расчетной области

Расчет электрического поля в поперечном сечении относительно длины l конденсаторной бумаги с шириной b и толщиной h основывается на следующих дифференциальных уравнениях [7], составленных для каждой изотропной области с относительной диэлектрической проницаемостью ε :

$$\begin{cases} \nabla^2 \varphi = 0; \\ \mathbf{E} = -\nabla \varphi; \\ \mathbf{D} = \varepsilon_0 \varepsilon \mathbf{E}, \end{cases}$$

где φ – скалярный электростатический потенциал; \mathbf{E} – вектор НЭП; \mathbf{D} – вектор электрической индукции; ε_0 – электрическая постоянная, $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м.

На границе раздела двух сред удовлетворяется условие постоянства скалярного электростатического потенциала и условие равенства нормальных составляющих векторов электрической индукции этих сред, принимающее вид для двух диэлектриков или диэлектрика и проводника соответственно [7]:

$$\varepsilon_1 \frac{\partial \varphi_1}{\partial n_{12}} - \varepsilon_2 \frac{\partial \varphi_2}{\partial n_{12}} = 0; \quad \varepsilon_1 \frac{\partial \varphi_1}{\partial n_{12}} = \sigma,$$

где ε_1 и ε_2 – относительные диэлектрические проницаемости первой и второй сред соответственно; n_{12} – нормаль из первой во вторую среду; σ – поверхностный заряд на границе разделов двух сред.

На верхней и нижней плоскостях, перпендикулярных толщине рассматриваемого объема, задаются скалярные электростатические потенциалы, равные по модулю половине амплитуды пробивного напряжения конденсаторной бумаги, указанные в [8], но с разными знаками. Область решения ограничивается цилиндрической поверхностью с радиусом 200 мкм, длиной 100 мкм и нулевым потенциалом на ее поверхности.

Для реализации связи значения пробивной НЭП материала с его геометрией область, занимаемая материалом, разбивается на ряд подобластей прямоугольной или криволинейно трапециевидной формы так, чтобы вектора НЭП отдельных их элементов были параллельны направляющим векторам двух сторон подобластей (называемые в дальнейшем боковыми) с заданной точностью, а значения модулей векторов НЭП изменялись незначительно. В дальнейшем усредняется вектор НЭП по площади подобласти S

$$\mathbf{E}_A = \frac{1}{S} \int_S \mathbf{E} dS.$$

Тогда модуль полученного вектора будет равен нормальной его составляющей, определенной для основы подобласти. Следовательно, при таком подходе модуль вектора НЭП определяет наступление пробоя в разрядном промежутке равно длине боковой стороны L рассматриваемой подобласти.

Основные допущения модели: диэлектрические материалы не обладают проводимостью; заряды на границах их раздела отсутствуют; объемные заряды в диэлектрических материалах отсутствуют, а их объемы под действием электростатического поля не меняются; идеальные проводники с бесконечно малой толщиной – источники электростатического поля; время развития пробоя в объеме исследуемых образцов меньше 1 мкс.

Численный расчет электростатического поля методом конечных элементов реализован в программе FEMM.

Теорией точечных дефектов может объясняться повышение пробивного напряжения бумаги при уменьшении толщины и увеличении плотности в связи с тем, что уменьшаются дефекты структуры собственно целлюлозы [9]. Альтернативным объяснением может являться известный эффект увеличения пробивного напряжения тонких образцов однокомпонентных изоляционных материалов. В нашем случае гипотеза, что с уменьшением толщины конденсаторной бумаги уменьшаются области, занятые целлюлозой, а их пробивное напряжение будет соответственно увеличиваться. Рассмотрим образцы конденсаторной бумаги различных марок и одинаковой толщины, приведенные в табл. 1 [8]. Если в таком случае воздушные объемы не определяют пробивное напряжение изоляционного материала, то выходит, что у бумаг с меньшей средней плотностью пробивное напряжение должно быть больше, чем у бумаг с большей плотностью, так как у них области, занятые целлюлозой, будут меньше. Однако это противоречит опыту. Следовательно, эта гипотеза об объяснении изменения пробивного напряжения ряда конденсаторной бумаги различной толщины не может быть состоятельной. Влияние водных объемов на результирующее пробивное напряжение образца несущественно, как показало моделирование. Это связано с незначительным падением напряжения в указанной области, а при ее пробое распределение электростатического поля в бумаге пренебрежительно мало изменится.

Таблица 1
Пробивное напряжение конденсаторной бумаги

Марка бумаги	Амплитуда пробивного напряжения U , В
МКОН 0,8-10	495
СКОН 1-10	594
КОН 2-10	537
КОН 3-10	594

В справочной литературе для целлюлозы значения пробивной НЭП находятся в пределах 120...320 МВ/м [10]. Зависимость пробивной НЭП воды от длины разрядного промежутка приведена на рис. 2. Точки получены в [11] при импульсном напряжении амплитудой 800 В при крутизне фронта 0,5 мкс. Указанную на рис. 2 закономерность предлагается аппроксимировать зависимостью

$$E_w = 6,9 - 0,017 \cdot L. \quad (1)$$

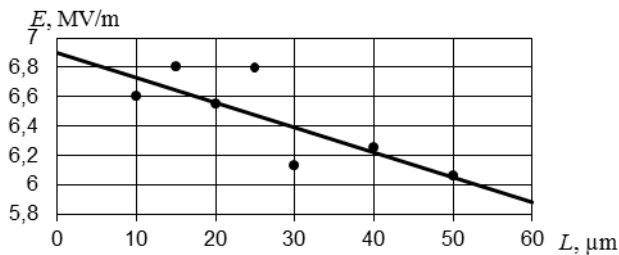


Рис. 2. Зависимость пробивной напряженности электрического поля водного промежутка от его длины

Однозначность определения пробивной НЭП воздуха обеспечивается информацией о размере поры, но такие сведения в [8] отсутствуют. Поэтому для объяснения различия пробивного напряжения марок

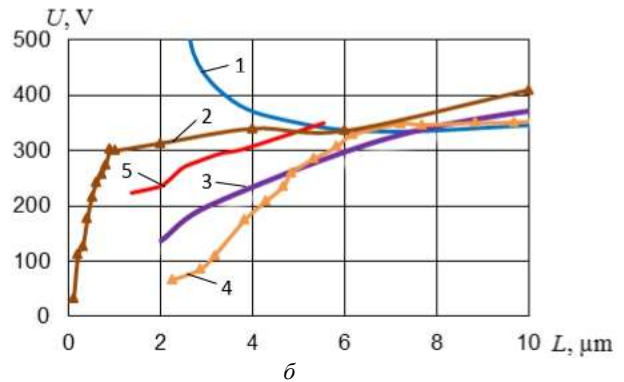
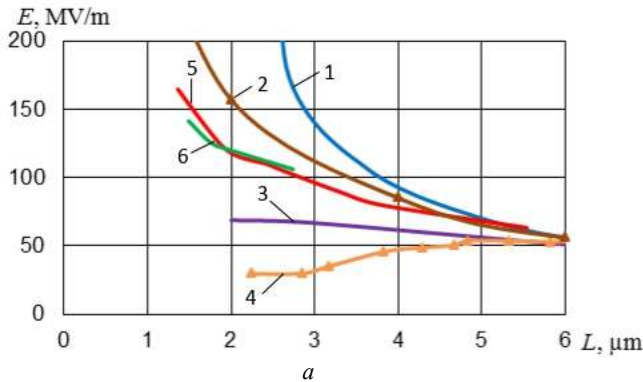


Рис. 3. Зависимости пробивной напряженности (а) и пробивного напряжения (б) воздушного промежутка от его длины, определенные по кривым Пашена (1), Пешо (2), Таева (3), Слейда (4), и рассчитанные по предложенной модели для ряда бумаг КОН 2 (5), КОН 3 (6)

конденсаторной бумаги при изменении их толщины была предложена гипотеза, что электрические поля в рассматриваемых образцах подобны, а их количественные характеристики – потенциал и напряженность в той или иной точке отличаются только на коэффициент пропорциональности. То есть, для образцов конденсаторной бумаги различной толщины эквивалентная диэлектрическая проницаемость должна быть постоянной.

Сильно ионизированные области, возникающие при частичном или полном пробое, моделировались материалом с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 16000$. Такое значение выбрано для практической реализации модели идеального проводника с $\epsilon \rightarrow \infty$, как в несколько раз больше значения максимальной диэлектрической проницаемости материалов модели. Остальные физические параметры, используемые в модели, приведены в табл. 2.

Таблица 2
Физические свойства материалов диэлектрика

Наименование	Плотность при 20 °С, кг/м ³	ϵ_{20}
Целлюлоза	1530	6,5
Воздух	1,205	1,00058
Вода	998	80,2

Результаты исследования. Зависимости пробивных НЭП и напряжения для воздуха, полученные на основе предложенной модели для ряда конденсаторной бумаги марки КОН 2 различной толщины, приведены на рис. 3, а дополнительная информация – в табл. 3.

Таблица 3
Параметры моделей конденсаторной бумаги КОН 2

Марка бумаги	Размеры $h \times b \times l$, мкм	Амплитуда напряжения U , В	Количество пор N	Длина воздушной поддоласти L_a , мкм	Длина водной поддоласти L_w , мкм	Относительная эквивалентная диэлектрическая проницаемость ϵ	Модуль напряженности электрического поля воды $E_w \cdot 10^{-6}$, В/м	
							максимальный по модели	по зависимости (1)
КОН 2-30	30 × 190,08 × 100	975,80	24	5,54	3,76	5,241	2,41	6,836
КОН 2-18	18 × 202,36 × 100	721,24	33	3,78	2,56	5,241	3,44	6,856
КОН 2-15	15 × 184,72 × 100	664,68	33	3,31	2,23	5,234	3,73	6,862
КОН 2-12	12 × 165,44 × 100	622,26	37	2,63	1,79	5,217	4,30	6,870
КОН 2-10	10 × 150,84 × 100	537,40	33	2,43	1,65	5,217	4,40	6,872
КОН 2-8	8 × 134,92 × 100	494,98	33	2,07	1,39	5,238	4,34	6,876
КОН 2-6	6 × 116,80 × 100	395,98	27	1,84	1,24	5,264	5,34	6,879
КОН 2-4	4 × 95,40 × 100	339,42	27	1,36	0,92	5,232	6,60	6,884

На рис. 3 также приведены зависимости, полученные на основе экспериментальной кривой Пашена [5], пересчитанной на нормальное атмосферное давление, кривой Таева для электродов из металлокомпозиции серебра и окиси кадмия [1], кривой Слейда [2] и кривой Пешо, определенной в системе позиционирования электродов высокой точности с критерием пробоя 50 нА [4]. Построение зависимостей, основанных на численном расчете электростатического поля, начиналось с создания модели бумаги КОН 2-30. Значение боковой стороны криволинейной трапеции в воздушном сегменте этой модели соответствует разрядному промежутку кривой Пашена с НЭП равной модулю усредненного по площади указанной трапеции вектора НЭП. Следует отметить, что распределение НЭП в различных воздушных секторах неодинаково. Поэтому принимается максимальное значение модуля усредненного вектора НЭП в качестве пробивного среди подобластей, расположенных в центральной части рассматриваемого образца. В дальнейшем вычислялась эквивалентная диэлектрическая проницаемость энергетическим способом аналогично [7]. Геометрия следующей модели бумаги подбиралась так, чтобы ее эквивалентная диэлектрическая проницаемость (в пределах погрешности) была равна исходной, определенной для КОН 2-30.

На основе значений боковой стороны криволинейной трапеции и максимального модуля усредненного вектора НЭП среди всех воздушных сегментов в

центральной области образца откладывались все последующие точки предлагаемых зависимостей. Проверка полученных зависимостей осуществлялась соответствием данных кривых и известной экспериментальной точкой с координатами 70 МВ/м и 5 мкм. Корректность полученных данных подтверждается значениями модулей усредненных векторов НЭП по площадям криволинейных трапеций в водных сегментах пор каждой модели, которые меньше пробивных напряжений для этих промежутков, определенных по (1). Однако после пробоя воздушного сегмента в воде достигается необходимое значение пробивной НЭП.

Для подтверждения полученных зависимостей аналогичным образом была построена зависимость на основе ряда конденсаторной бумаги марки КОН 3 различной толщины, приведенная на рис. 3,а. Расхождение значений, полученное для этого участка, не превышает 9 %.

На основании предложенной модели было определено минимальное значение НЭП, при котором начинается развиваться пробой в целлюлозе. Для бумаги марки МКОН 0,8-15 были в соответствии с предложенной кривой НЭП рассчитаны радиус и количество пор. Фрагмент области исследуемого образца представлен на рис. 4. Для подобласти целлюлозы с боковой стороной 0,34 мкм значение модуля НЭП составило 141,5 МВ/м, что в пределах указанного выше диапазона значений.

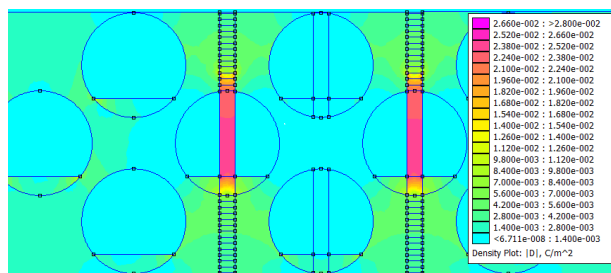


Рис. 4. Фрагмент распределения электростатического поля в МКОН 08-15 при частичном пробое

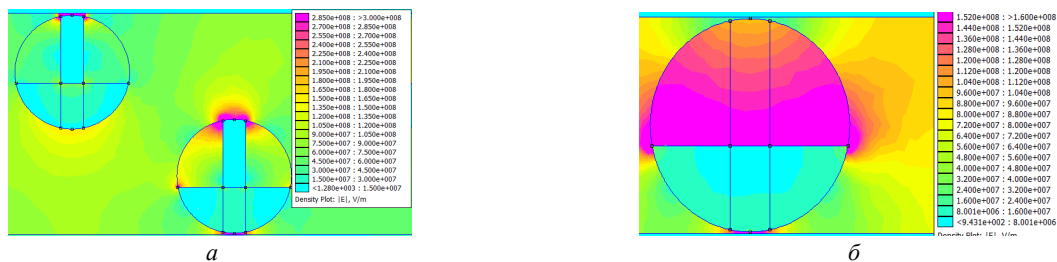


Рис. 5. Распределение электростатического поля при развитии пробоя по сценарию Таева для бумаги КОН 2-6 (а) и по сценарию Пешо для бумаги КОН 2-4 (б)

Проверка возможности использования кривой Таева для объяснения механизма пробоя конденсаторной бумаги выполнялась на примере разрядного промежутка 1,84 мкм. Соответствующее распределение электростатического поля показано на рис. 5,а. В этом случае пробивная НЭП целлюлозы превышена в 1,6 раза, что приводит к идентичности пробивного напряжения для бумаг различной толщины. При использовании кривой Пешо возникает вопрос механической поперечной прочности образцов бумаги КОН 2 с толщиной 4...6 мкм. Также невозможно объяснить значение пробивного напряжения КОН 2-4.

Как видно из рис. 5,б диаметр пор практически равен толщине образца бумаги КОН 2-4, и усредненная НЭП на 5,6 % меньше предсказываемого значения кривой Пешо. В диапазоне 2,09...3,28 мкм значения НЭП кривой Пешо должны быть меньше на 1,6...7,1 % для объяснения закономерности пробивных напряжений конденсаторной бумаги.

Заключение. Полученная в работе зависимость напряженности электрического поля воздуха от длины разрядного промежутка удовлетворительно объясняет значения пробивных напряжений образцов конденсаторной бумаги при изменении их марок и толщины.

Наилучшее совпадение полученных данных наблюдается с экспериментальной зависимостью Пешо. Максимальное расхождение кривых составило 32 % в диапазоне разрядных промежутков 2,00...5,54 мкм. Предложенная методика численного расчета пробивного напряжения воздушных включений при наличии водных включений в толщине твердой изоляции может быть применена для других видов твердой тонкослойной изоляции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гитлевич А.Е., Михайлов В.В., Парканский Н.Я., Ревутский В.М. Электроискровое легирование металлических поверхностей. – Кишинев: Штиинца, 1985. – 198 с.
2. Fu Y., Zhang P., Verboncoeur J.P., Wang X. Electrical breakdown from macro to micro/nano scales: a tutorial and a review of the state of the art. *Plasma Research Express*, Feb. 2020, vol. 2, no. 1, p. 013001. doi: 10.1088/2516-1067/ab6c84.
3. Babrauskas V. Arc breakdown in air over very small gap distances. *Conference: Interflam 2013*, vol. 2, pp. 1489-1498.
4. Peschot A., Bonifaci N., Lesaint O., Valadares C., Poulain C. Deviations from the Paschen's law at short gap distances from 100 nm to 10 μm in air and nitrogen. *Applied Physics Letters*, 2014, vol. 105, iss. 12, p. 123109. doi: 10.1063/1.4895630.
5. Бортник И.М., Белогловский А.А., Верещагин И.П., Вершинин Ю.Н. Электрофизические основы техники высоких напряжений. – М.: Издательский дом МЭИ, 2016. – 704 с.
6. El-Zein A., El Bahy M. M., Talaat M. A prediction methodology of electrical tree propagation in solid dielectrics. *Journal of Electrical Engineering*, 2009, vol. 9 (2), pp. 87-93.
7. Пальчиков О.О. Определение эффективной диэлектрической проницаемости гетерогенного материала. *Электротехника і електроμηχανіка*, 2020, № 2, С. 59-63. doi: 10.20998/2074-272X.2020.2.09.
8. ДСТУ 3467-96. Папір конденсаторний. Загальні технічні умови. – К.: Держстандарт України, 1996. – 34 с.
9. Zhang T., Du J., Lei Y., Cheng Y., Liu W., Yi X., Yin J., Yu P. Effect of pores on dielectric breakdown strength of alumina ceramics via surface and volume effects. *Journal of the European Ceramic Society*, Jul. 2020, vol. 40, no. 8, pp. 3019-3026, doi: 10.1016/j.jeurceramsoc.2020.03.024.
10. Энциклопедия полимеров. Т. 1. Под ред. В. А. Каргина. – М.: Сов. Энци., 1972. – 1224 с.
11. Осипенко В.И., Ступак Д.О., Поздеев С.В. Пробой жидкости серией искровых разрядов при электроэрозионном вырезании. *Метал та луття України*, 2009, № 11-12, С. 60-64.

REFERENCES

1. Gitlevich A.E., Mikhailov V.V., Parkanskii N.Ia., Revutskii V.M. *Elektroiskrovoe legirovanie metallicheskih poverkhnostei* [Electrospark alloying of metal surfaces]. Kishinev, Shtiintsa Publ., 1985. 198 p. (Rus).
2. Fu Y., Zhang P., Verboncoeur J.P., Wang X. Electrical breakdown from macro to micro/nano scales: a tutorial and a review of the state of the art. *Plasma Research Express*, Feb. 2020, vol. 2, no. 1, p. 013001. doi: 10.1088/2516-1067/ab6c84.
3. Babrauskas V. Arc breakdown in air over very small gap distances. *Conference: Interflam 2013*, vol. 2, pp. 1489-1498.
4. Peschot A., Bonifaci N., Lesaint O., Valadares C., Poulain C. Deviations from the Paschen's law at short gap distances from 100 nm to 10 μm in air and nitrogen. *Applied Physics Letters*, 2014, vol. 105, iss. 12, p. 123109. doi: 10.1063/1.4895630.
5. Bortnik I.M., Beloglovskii A.A., Vereshchagin I.P., Verшинin Iu.N. *Elektrofizicheskie osnovy tekhniki vysokikh napriazhenii* [Electrophysical basics of high voltage engineering]. Moscow, MEI Publ., 2016. 704 p. (Rus).
6. El-Zein A., El Bahy M. M., Talaat M. A prediction methodology of electrical tree propagation in solid dielectrics. *Journal of Electrical Engineering*, 2009, vol. 9 (2), pp. 87-93.

7. Palchykov O.O. Determination of the effective permittivity of a heterogeneous material. *Electrical engineering & electro-mechanics*, 2020, no.2, pp. 59-63. doi: 10.20998/2074-272X.2020.2.09.

8. DSTU 3467-96. Папір конденсаторний. Загальні технічні умови [State Standard 3467-96. Capacitor paper. General technical conditions]. Kyiv, Derzhstandart Ukraine Publ., 1996. 34 p. (Ukr).

9. Zhang T., Du J., Lei Y., Cheng Y., Liu W., Yi X., Yin J., Yu P. Effect of pores on dielectric breakdown strength of alumina ceramics via surface and volume effects. *Journal of the European Ceramic Society*, Jul. 2020, vol. 40, no. 8, pp. 3019-3026, doi: 10.1016/j.jeurceramsoc.2020.03.024.

10. *Entsiklopediia polimerov. T.1. Pod red. V. A. Kargina* [Encyclopedia of polymers. Vol. 1. Edited by V.A. Kargin]. Moscow, Sov. Ents. Publ., 1972. 1224 p. (Rus).

11. Osipenko V.I., Stupak D.O., Pozdееv S.V. Break-down of liquid by a number of impulses in wire electrodischarge machining. *Metal and casting of Ukraine*, 2009, no. 11-12, pp. 60-64. (Rus).

Поступила (Received) 29.09.2020

Принята (Accepted) 16.10.2020

Опубликована (Published) 24.12.2020

Пальчиков Олег Олегович, к.т.н.,

Национальный университет кораблестроения

имени адмирала Макарова,

54025, Николаев, пр. Героев Украины, 9,

e-mail: ole2012hulk@gmail.com

O.O. Palchykov

Admiral Makarov National University of Shipbuilding,

9, Heroyiv Ukraine Ave, Mykolaiv, 54025, Ukraine.

Breakdown voltage of micron range air inclusions in capacitor paper.

Purpose. To substantiate the breakdown mechanism of capacitor paper on the basis of numerical-field models with segmented cross-sections of cylindrical volumes of air and water, and also use the proposed models to determine the breakdown strength of air in micron-sized gaps under normal conditions. **Methodology.** The model bases on a finite element solution to an electrostatic problem in a volume of capacitor paper consisting of cellulose and pores with air and water. First, the possible scenarios for the growth of breakdown in capacitor paper are analyzed and to the conclusion is made, that complete breakdown developed from a partial breakdown in the air cavity. A brand of capacitor paper is chosen in such a way that when its thickness changed, the breakdown strength of the electric field changed over a wide range. Then, for the paper with the lowest average electric field intensity the possibility of explaining the complete breakdown by the breakdown of air segments on the basis of the Paschen dependence is checked. Further points of the obtained dependence by constructing models of papers of the same brand and a different thickness under the assumption of the similarity of electrostatic fields are determined. As such a criterion, the constancy of the equivalent effective permittivity are taken. **Results.** The dependence of the breakdown strength of the air in the range of 1.36...5.54 μm under normal conditions is determined. The obtained relationship is between the Peschot and Taev curves. **Originality.** For the first time, the possibility of indirectly estimation the breakdown strength of an insulating material using an electrostatic field model is indicated. **Practical value.** The proposed method for the numerical calculation of the breakdown voltage of air inclusions in the presence of water inclusions in the thickness of solid insulation can be applied to other types of solid thin-layer insulation. References 11, tables 3, figures 5.

Key words: electrical breakdown, model of capacitor paper, micron gap, electrostatic field, finite element method.

B. Bourouis, H. Djeghloud, H. Benalla

AN INNOVATIVE ALGORITHM FOR A HYBRID FC/BATTERY SYSTEM ENERGY MANAGEMENT

Purpose. This paper targets to manage the energy of a hybrid fuel-cell (FC)/battery power system using an innovative algorithm. The hybrid FC/Battery power system is based on four stacks PEM FCs and a NiMH battery, boost and buck DC choppers for controlling the FC and the battery input currents respectively and a developed algorithm both for managing the power system energies and for delivering the FC and the battery reference output voltages compulsory for the DC/DC converters control circuits. The study is verified by means of computer simulations using MATLAB/Simulink where several cases of the battery SOC and the power demand levels were taken into account. The results demonstrate a good functioning of the proposed hybrid FC/Battery power system managing algorithm. References 25, tables 4, figures 17.

Key words: hybrid FC/battery system, PEM FC, NiMH battery, boosts and bucks DC/DC converters, innovative management algorithm.

Мета. Стаття спрямована на управління енергією гібридної системи живлення від паливного елемента/акумулятора за допомогою інноваційного алгоритму. Гібридна система живлення паливний елемент/акумулятор заснована на чотирьох батареях паливних елементів з протонообмінними мембранами та NiMH акумуляторі, підсилювачах і послаблювачах постійного струму для управління паливним елементом та вхідними струмами батареї відповідно та розробленому алгоритмі як для управління енергією енергосистеми, так і для подачі на паливний елемент і акумулятор вихідної напруги, обов'язкової для схем управління перетворювачами постійного струму. Дослідження перевірено за допомогою комп'ютерного моделювання з використанням MATLAB/Simulink, де було враховано кілька випадків рівня заряду акумулятора та рівнів споживання енергії. Результати демонструють добре функціонування запропонованого гібридного алгоритму управління системою живлення від паливного елемента/акумулятора. Бібл. 25, табл. 4, рис. 17.

Ключові слова: гібридна система паливний елемент/акумулятор, паливний елемент з протонообмінними мембранами, NiMH акумулятор, підсилювачі та перетворювачі постійного струму, інноваційний алгоритм управління.

Introduction. Fuel cell (FC) technology is known as the most cleaned converter of hydrogen into electrical energy which constitutes an advantageous alternative to polluting fossil fuel sources of electrical energy [1-4]. Moreover, FCs are highly efficient, modular and low cost with less weight and volume if compared to conventional power generation sources [5, 6]. Various technologies of FCs are commercialized but the low temperature proton exchange membrane (PEM) fuel cell is the most popular [7, 8].

However the PEMFCs response time is considerable which involves assistance of energy storage equipment to convey the energy to the loads which power demand varies rapidly [7], [9]. The hybridization of FCs is generally performed with batteries or super-capacitors or both of them [10, 11].

Particularly, when it is question of a hybrid FC/battery system, an energy management unit is primordial for achieving the optimal performances since both FCs and batteries face many challenges during the operational mode which influences on their lifetime and reliability [12].

Hybrid FC/battery systems can be found in diverse applications including but not limited to portable power generation, power transportation and stationary power generation [13].

In this paper, an innovative algorithm is presented for managing the energy of a hybrid FC/battery power system. The adopted FC is a PEM type whereas the battery is from NiMH technology. The energy management is based on controlling the FC and the battery input currents through DC/DC boost and buck

converters. Simulation tests on a resistive load were performed on a wide range of voltages.

System description. The considered system is depicted in Fig. 1. The system contains four stacks fuel-cell system, a battery, a unidirectional boost DC/DC converter, a bidirectional boost/buck DC/DC converter, and an energy management algorithm. Further details are reported in the following sections.

Model of the hybrid fuel-cell/battery system. FCs have the benefits of high efficiency since they transform fuel energy directly into electrical energy without any internal combustion. Nevertheless, they are heavy and bulky systems with long start-up and response times [14]. Hybridization of the FC with a battery, which is a peaking power source is an effective way to overcome the FC drawbacks. This is why the hybrid FC/battery system is considered in this contribution. The model of the fuel-cell/battery hybrid system is based on fuel cell and battery blocs available in the SimPowerSystem (SPS) library browser of MATLAB/Simulink.

1. Fuel cell model. Fuel cells are electrochemical devices organized in stacks that transform chemical energy from an electrolytic reaction to electrical energy, evacuating heat and water. Nevertheless, FCs remain incapable to supply a regulated DC voltage although they are a spotless source of energy. FCs found their utility in many applications such as power generation and co-generation plants, main power sources in remote locations (spacecrafts, weather station and so on), automotive appliances (cars, buses, motorcycles, bicycles, airplanes, forklifts, submarines and so on), and others (distributed generation, emergency

power systems, UPS's, notebook computers, small heating systems and so on). Many kinds of FCs exist namely: alkaline (AFC), proton exchanges membrane (PEMFC), phosphoric acid (PAFC), molten carbonates (MCFC), and

solid oxides (SOFC) [15]. PEMFCs are the most widespread fuel cells because of their low operating temperature compared to the other kinds (60-100 °C) [16].

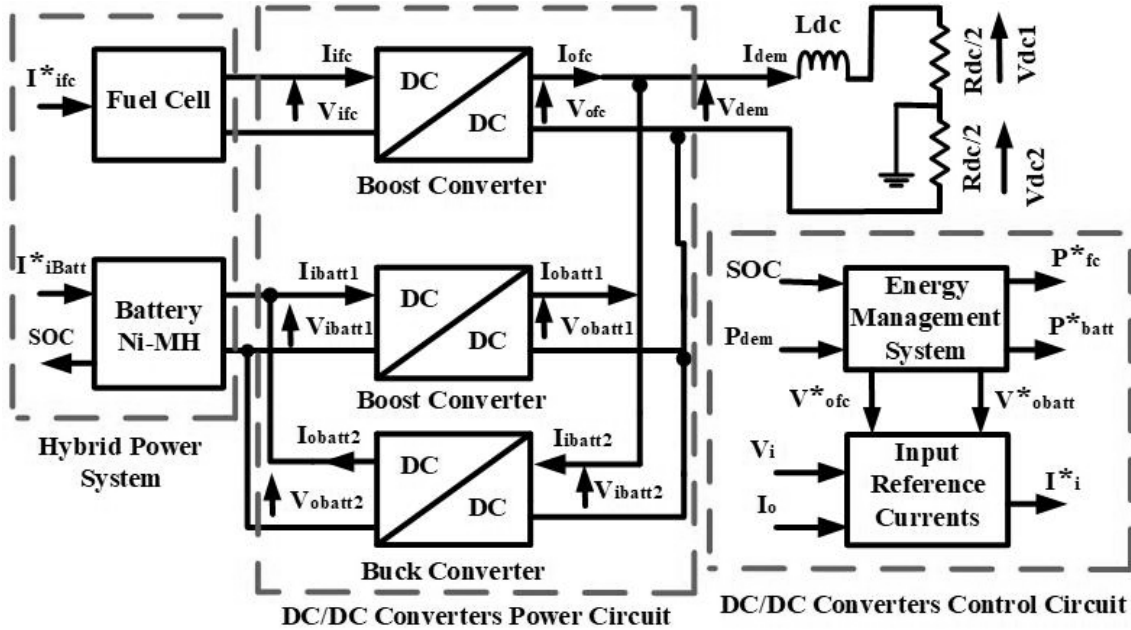


Fig. 1. Description of system

1.1. Modeling of the PEMFC. The SPS FC model is the approach proposed in [17]. The model of the FC stack implemented in SPS is shown in Fig. 2.

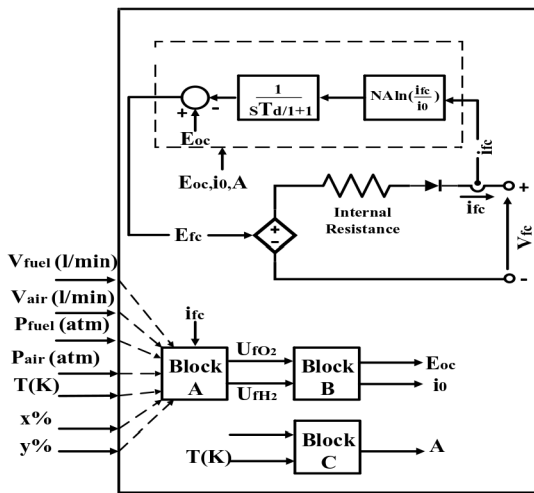


Fig. 2. Fuel cell stack model

• **Transient state.** This model is selected for this paper and the main equations are as follows [17]. The controlled voltage source (E_{fc}) is expressed as:

$$E_{fc} = E_{oc} - N \cdot A \cdot \ln\left(\frac{i_{fc}}{i_0}\right) \cdot \frac{1}{\frac{s \cdot T_d}{1} + 1}, \quad (1)$$

where E_{oc} – open circuit voltage, V; N – number of cells; A – Tafel slope, V; i_0 – exchange current, A; T_d – the response time, s; i_{fc} – fuel cell current, A.

The first order transfer function appearing in (1) represents the FC activation losses due to slowness in chemical reactions occurring in the electrodes surfaces.

These losses can be electrically modeled by a parallel RC circuit. Then T_d can be taken as 3 times the time constant $\tau = RC$. Thus the FC voltage considering both electrodes and electrolyte losses is determined from (2) :

$$V_{fc} = E_{fc} - R_{fc} \cdot i_{fc}, \quad (2)$$

where R_{fc} – internal resistance of the FC, Ω ; V_{fc} – fuel cell voltage, V; E_{oc} , i_0 , A are as follows:

$$E_{oc} = N_c \cdot E_n; \quad (3)$$

$$i_0 = \frac{z \cdot F \cdot k (P_{H_2} + P_{O_2})}{R \cdot h} \cdot e^{-\frac{\Delta G}{R \cdot T}}; \quad (4)$$

$$A = \frac{R \cdot T}{z \cdot a \cdot F}, \quad (5)$$

where $R = 8.3145$ J/(mol·K); $F = 96485$ A·s/mol; z – number of moving electrons ($z = 2$); E_n – Nernst voltage, V; a – charge transfer coefficient; P_{H_2} – partial pressure of hydrogen inside the stack, atm; P_{O_2} – partial pressure of oxygen inside the stack, atm; P_{H_2O} – partial pressure of water vapor, atm; w – percentage of water vapor in the oxidant, %; k – Boltzmann's constant ($1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K); h – Planck's constant ($6.626 \cdot 10^{-34}$ J·s); ΔG – activation energy barrier, J; T – temperature of operation, K; K_c – voltage constant at nominal condition of operation.

$$E_n = \begin{cases} 1.229 + (T + 298) \cdot \frac{-44.43}{z \cdot F} + \frac{R \cdot T}{z \cdot F} \ln(P_{H_2} \cdot P_{O_2}^{1/2}) & T \leq 100^\circ C; \\ 1.229 + (T + 298) \cdot \frac{-44.43}{z \cdot F} + \frac{R \cdot T}{z \cdot F} \ln\left(\frac{P_{H_2} \cdot P_{O_2}^{1/2}}{P_{H_2O}}\right) & T > 100^\circ C; \end{cases} \quad (6)$$

$$P_{H_2} = (1 - U_{fH_2}) \cdot x \cdot P_{fuel}; \quad (7)$$

$$P_{O_2} = (1 - U_{fO_2}) \cdot y \cdot P_{air}; \quad (8)$$

$$P_{H_2O} = (w + 2 \cdot y \cdot U_{fO_2}) \cdot P_{air}; \quad (9)$$

$$U_{fH_2} = \frac{60000 \cdot R \cdot T \cdot N \cdot i_{fc}}{z \cdot F \cdot P_{fuel} \cdot V_{fuel} \cdot x}; \quad (10)$$

$$U_{fO_2} = \frac{60000 \cdot R \cdot T \cdot N \cdot i_{fc}}{2 \cdot z \cdot F \cdot P_{air} \cdot V_{air} \cdot y}, \quad (11)$$

where P_{fuel} – absolute supply pressure of fuel, atm; P_{air} – absolute supply pressure of air, atm; V_{fuel} – fuel flow rate, l/min; V_{air} – air flow rate, l/min; x – percentage of hydrogen in the fuel, %; y – percentage of oxygen in the oxidant, %.

The air compressor has a delay that results in a lack of oxygen inside the fuel cell. Consequently the utilization of the cell exceeds the nominal values which influence the Nernst voltage. This influence can be expressed as [17]:

$$E_{n(\text{modified})} = E_n - K_{fc} (U_{fO_2} - U_{fO_2(\text{nom})}); \quad (12)$$

where K_{fc} – voltage undershoots constant; $U_{fO_2(\text{nom})}$ – nominal oxygen utilization, %.

• **Steady state.** The modeling of the steady state consists of considering the previous equations with their given values (nominal values) and to suppress the transfer function.

$$V_1 = E_{oc} - N \cdot A \cdot \ln(i_0) - R_{fc}; \quad (13)$$

$$V_{\text{nom}} = E_{oc} - N \cdot A \cdot \ln\left(\frac{I_{\text{nom}}}{i_0}\right) - R_{fc} \cdot I_{\text{nom}}; \quad (14)$$

$$V_{\text{min}} = E_{oc} - N \cdot A \cdot \ln\left(\frac{I_{\text{max}}}{i_0}\right) - R_{fc} \cdot I_{\text{max}}, \quad (15)$$

where V_1 , V_{nom} and V_{min} are voltages corresponding to currents 1 A, I_{nom} and I_{max} respectively.

$$a = \frac{N \cdot R \cdot T_{\text{nom}}}{z \cdot F \cdot N \cdot A}; \quad (16)$$

$$\Delta G = -R \cdot T_{\text{nom}} \cdot \ln\left(\frac{i_0}{K_1}\right); \quad (17)$$

$$K_1 = \frac{2 \cdot F \cdot k \cdot (P_{H_2(\text{nom})} + P_{O_2(\text{nom})})}{h \cdot R}; \quad (18)$$

$$P_{H_2(\text{nom})} = x_{\text{nom}} \cdot (1 - U_{fH_2(\text{nom})}) \cdot P_{fuel(\text{nom})}; \quad (19)$$

$$P_{O_2(\text{nom})} = y_{\text{nom}} \cdot (1 - U_{fO_2(\text{nom})}) \cdot P_{air(\text{nom})}; \quad (20)$$

$$U_{fH_2(\text{nom})} = \frac{\eta_{\text{nom}} \cdot \Delta h \cdot (H_2O(\text{gas})) \cdot N}{2 \cdot F \cdot V_{\text{nom}}}; \quad (21)$$

$$U_{fO_2(\text{nom})} = \frac{60000 \cdot R \cdot T_{\text{nom}} \cdot N \cdot I_{\text{nom}}}{2 \cdot z \cdot F \cdot P_{air(\text{nom})} \cdot V_{air(\text{nom})} \cdot y_{\text{nom}}}; \quad (22)$$

$$K_c = \frac{E_{oc}}{E_{n(\text{nom})}}; \quad (23)$$

$$E_{n(\text{nom})} = E_n \left|_{U_{fH_2} = U_{fH_2(\text{nom})}, U_{fO_2} = U_{fO_2(\text{nom})}\right}; \quad (24)$$

$$K_{fc} = \frac{V_u}{K_c (U_{fO_2(\text{max})} - U_{fO_2(\text{nom})})}; \quad (25)$$

$$N \cdot A = \frac{(V_1 - V_{\text{nom}}) \cdot (I_{\text{max}} - 1) - (V_1 - V_{\text{min}}) \cdot (I_{\text{nom}} - 1)}{\ln(I_{\text{nom}}) \cdot (I_{\text{max}} - 1) - \ln(I_{\text{max}}) \cdot (I_{\text{nom}} - 1)}; \quad (26)$$

$$R_{fc} = \frac{V_1 - V_{\text{nom}} - N \cdot A \cdot \ln(I_{\text{nom}})}{I_{\text{nom}} - 1}; \quad (27)$$

$$i_0 = \exp\left(\frac{V_1 - E_{oc} + R_{fc}}{N \cdot A}\right). \quad (28)$$

Equations (16), (17), (23) and (25) determine the FC parameters.

1.2. Polarization curve of the considered (PEMFC). The polarization curves are V-I and P-I characteristics specified by two distinguished regions: the activation region and the ohmic region. In the V-I polarization curve, four particular voltages are shown: the open circuit voltage E_{oc} , the voltage V_1 corresponding to 1 A, V_{nom} and V_{min} corresponding to i_{max} . In the P-I polarization curve, three main powers can be observed: P_{idle} which is the power relating to 1 A, P_{nom} and P_{max} . A typical polarization curves is depicted in Fig. 3.

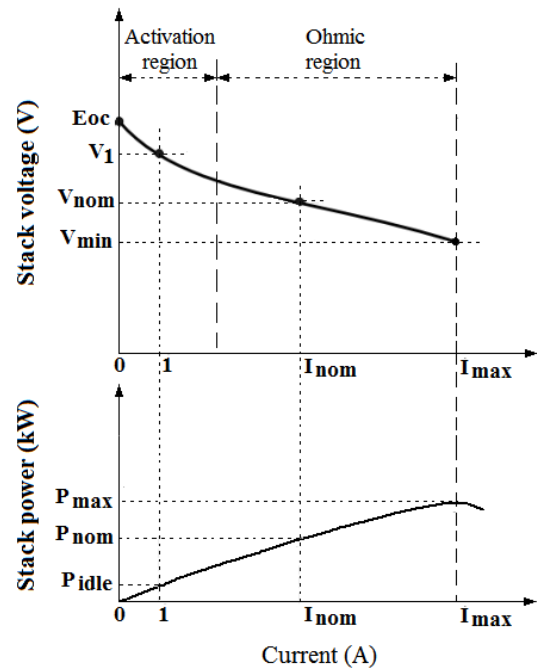


Fig. 3. Typical polarization curves

1.3. Validation of the Detailed Model. The dialog box of the FC SPS block allows to plot the ideal characteristics of one stack voltage and power vs. the stack current as shown in Fig. 4. These characteristics describe specific points corresponding to the nominal and the maximum currents which values are respectively 45 V, 37 V (which corresponds to the values mentioned in Table 1), 5.9985 kW, 8.325 kW. In this contribution, four stacks of PEMFCs are considered and which specifications are reported in Table 1 [17].

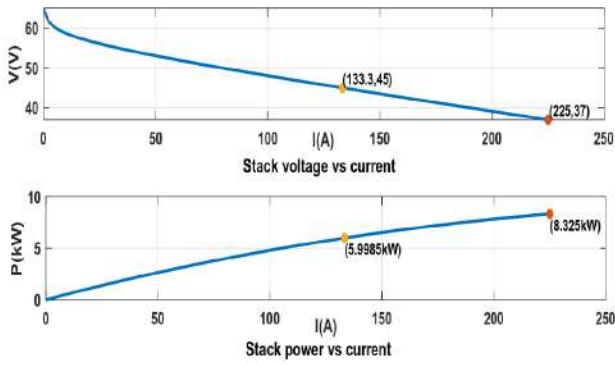


Fig. 4. Polarization curves of the considered stack

Table 1
Parameters of the preset 6 kW/45 V_{dc} fuel cell stack model

Parameter	Value
[E _{oc} , V _l], V	[65, 63]
[I _{nom} , V _{nom}], A, V	[133.3, 45]
[I _{max} , V _{min}], A, V	[225, 37]
N	65
η _{nom} , %	55
T _{nom} , °C	65
V _{airnom} , l/min	300
[P _{fuelnom} , P _{airnom}], bar	[1.5, 1]
z	2
[x _{nom} , y _{nom} , w _{nom}], %	[99.95, 21, 1]
T _d , s	1

2. Battery model. A battery is a device composed of one or more electrochemical cells that convert electrical energy into chemical energy during charging and the inverse during discharging where the electrolytes are able to move as ions within allowing the chemical reactions to be completed. Batteries have virtues of fast response speed, high ramp rates, easily sited, modular and good energy efficiency [18]. There are three main sorts of batteries: lead acid, nickel-based, and lithium-based [19]. The battery considered in this paper is of type Nickel-Metal-Hydride (Ni-MH) as they have proven to exhibit high energy density and efficiency, low prices and safety [20].

2.1. Modeling of the Ni-MH battery. The SPS battery model is the approach proposed in [21] and which is shown in Fig. 5. This model is selected for this paper and the main equations are as follows [22, 23]. The battery voltage either in charge or discharge modes is expressed by:

$$V_{batt} = E_{batt} - R_{batt} \cdot i, \quad (29)$$

where

$$E_{batt} = \begin{cases} E_0 - K_{batt} \frac{Q}{Q - i \cdot t} \cdot (i \cdot t + i^*) + Exp(t) \\ \text{- in discharge mode;} \\ E_0 - K_{batt} \frac{Q}{Q - i \cdot t} \cdot i \cdot t - K_{batt} \frac{Q}{|i \cdot t| - 0.1 \cdot Q} \cdot i^* + Exp(t) \\ \text{- in charge mode;} \end{cases} \quad (30)$$

$$\dot{Exp}(t) = V_{batt} |i \cdot t| \cdot (-Exp(t) + A_{batt} \cdot u(t)), \quad (31)$$

where V_{batt} – battery voltage, V; E₀ – battery constant

voltage, V; K_{batt} – polarization constant, V/A·h; Q – battery capacity, A·h; i·t = ∫idt – actual battery charge, A·h; A_{batt} – exponential zone amplitude, V; B_{batt} – exponential zone time constant inverse (A·h)⁻¹; R_{batt} – internal resistance of the battery, Ω; i – battery current, A; i* – filtered current, A; Exp(t) – exponential zone voltage, V; i(t) – battery current, A; u(t) – charge or discharge mode

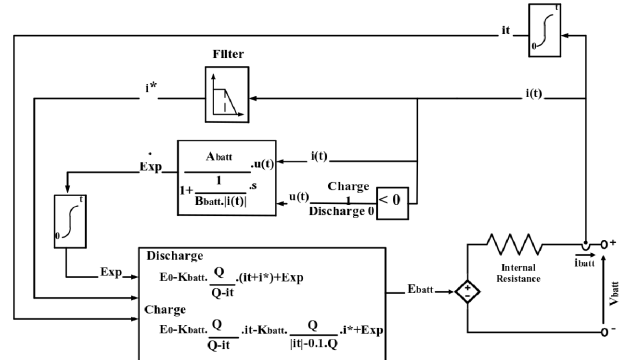


Fig. 5. Ni-MH battery model

2.2. Discharge and charge curves. Typical discharge and charge characteristics are illustrated in Fig. 6.

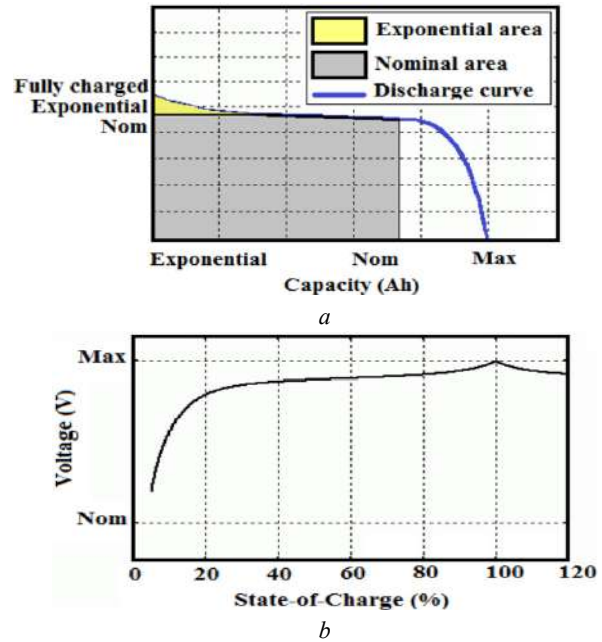


Fig. 6. Typical discharge and charge characteristics: discharge curve (a) and charge curve (b)

The discharge curve of battery voltage vs. capacity contains three zones (Fig. 6,a): the first zone (exponential area) where the voltage drops exponentially when the battery is charged; the second zone (nominal area) illustrating the charge that can be extracted from the battery until the voltage drops below the nominal value; the third part (discharge) which shows the total discharge of the battery when the voltage diminishes rapidly.

The charge curve of battery voltage vs. the State-Of-Charge (SOC) is depicted in Fig. 7. It describes four zones:

- zone I: $5\% < \text{SOC} < 20\%$, where the voltage increases rapidly;
- zone II: $20\% < \text{SOC} < 80\%$, where the voltage increases very slowly;
- zone III: $80\% < \text{SOC} < 100\%$, where the voltage starts to increase exponentially;
- zone IV: $\text{SOC} > 100\%$, a new cycle of exponential discharge begins.

2.3. Validation of the model. The parameters required by the model are illustrated in Table 2 extracted from Panasonic NiMH-HHR650D battery data sheet. The simulated discharge curves of the considered battery are shown in Fig. 7. The upper curve concerns the discharge for the nominal current where the three zones are clearly highlighted. The lower curves display the discharge characteristic for different currents (70 A, 90 A, 117 A). It is obvious that more the current is bigger more the discharge is faster.

Table 2

Battery model input parameters	
Parameter	Value
V_{batnom} , V	180
Q_{nom} , A·h	585
Q_{max} , A·h	630
V_{batmax} , V	212
I_{disnom} , A	117
R , Ω	0.0030769
$[V_{batexp}, Q_{exp}]$, V, A·h	[195.25 117]
Initial SOC, %	85
t_r , s	30

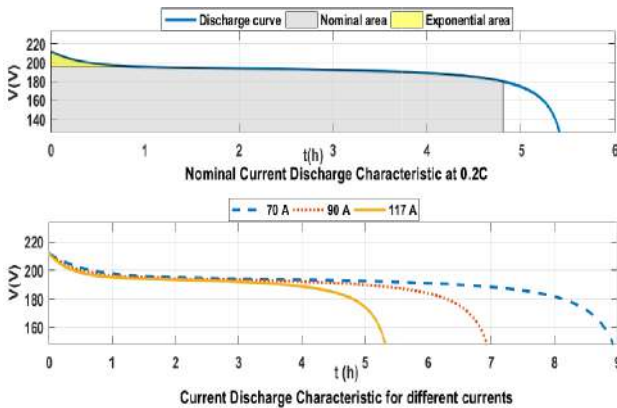


Fig. 7. Discharge curves of the considered battery

DC/DC converters models and control circuits. In this section models and control circuits of DC/DC converters used as interface between the hybrid FC/battery and the active power filter DC buses are presented. The considered DC/DC converters are operating in unidirectional boost mode for the FC and in bidirectional boost/buck modes for the battery (boost mode for discharging and buck mode for charging).

1. Models of DC/DC converters power circuits. In this part the average model is adopted since it is less time-consuming as the switches are substituted by controlled voltage and current sources [24].

Figure 8 shows the average models of the DC/DC converters. Figure 8,a concerns the buck mode whereas

Fig. 8,b illustrates the boost mode, where α_{boost} , α_{buck} are duty cycles of boost and buck modes respectively; η – efficiency, %; V_i , V_o are input and output measured voltages, V; I_i , I_o are input and output measured currents, A; L – smoothing inductance, H; C – filtering capacity, F.

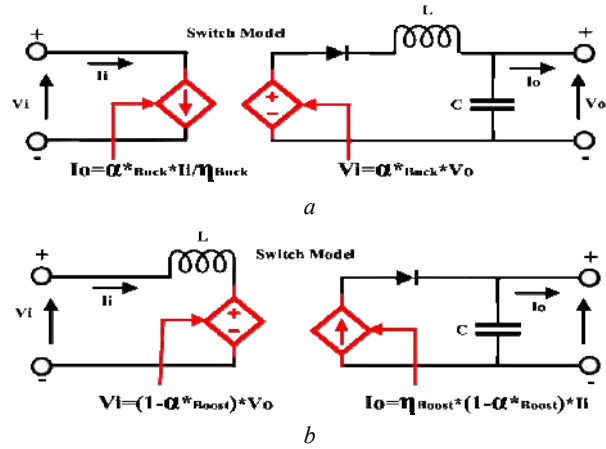


Fig. 8. DC/DC Power circuit buck mode (a) and boost mode (b)

2. Control circuits. The principle of the control circuit is to provide both the FC and the battery with their respective input reference currents (I_{fc}^* , I_{batt}^*) as mentioned in Fig. 1. For that, the control approach is organized in two steps: generating at first the output reference voltages (V_{ofc}^* , V_{obatt}^*) and then the input reference currents (I_{ifc}^* , I_{ibatt}^*). The first step is carried-out from the algorithm of energy management. The second step is performed in the block of input reference current on-line identification.

2.1. Energy management algorithm. The idea of this algorithm was inspired from [19] related to hybrid electric vehicle system. The algorithm receives data about the demand power measured at the DC/DC converters terminals (P_{dem}) and the battery state of charge (SOC), then it realizes energy management in such a way to express reference FC and battery powers (P_{fc}^* , P_{batt}^*) depending on the SOC rate. The algorithm inputs also values of FC idle, low and high powers ($P_{fc\,idle}$, $P_{fc\,low}$, and $P_{fc\,high}$) and battery maximum power ($P_{batt\,max}$). As resumed in Fig. 9, different situations can be considered according to the demand power rate (high, medium, low) and the state of charge of battery (*discharged* – $\text{SOC} < 40\%$, *little charged* – $\text{SOC} > 40\%$, *high charged* – $\text{SOC} < 80\%$, and *completely charged* – $\text{SOC} > 80\%$).

High demand power $P_{fc\,high} < P_{dem} < P_{fc\,high} + P_{bat\,max}$.

- If $\text{SOC} < 40\%$. The battery can't provide power to satisfy the high demand. Then, the FC can just feed the DC bus and can't ensure power to charge the battery:

$$P_{fc}^* = P_{dem}, P_{batt}^* = 0.$$

- If $\text{SOC} > 40\%$. The battery can contribute to satisfy P_{dem} .

- If P_{dem} is very high $P_{dem} > P_{fc\,high} + P_{bat\,max}$. The battery and the FC work together for feeding the DC bus (hybrid powering): $P_{fc}^* = P_{dem} - P_{batt}$, $P_{batt}^* = P_{bat\,max}$.

- If P_{dem} is high $P_{fc\,high} < P_{dem} < P_{fc\,high} + P_{bat\,max}$. The battery continues to help the FC to feed the DC bus (hybrid powering): $P_{fc}^* = P_{fc\,high}$, $P_{batt}^* = P_{fc}^* - P_{dem}$.

Medium demand power $P_{low} < P_{dem} < P_{fc\ high}$.

- If SOC < 80 %. Since the demand power is less high and the battery is not completely charged. Thus, the FC power can simultaneously satisfy P_{dem} and charge the battery: $P_{fc}^* = P_{fc\ high}$, $P_{batt}^* = P_{fc}^* - P_{dem}$.
- If SOC > 80%. In this case, the battery is completely charged. So, there is no need to share the FC power between the DC bus and the battery: $P_{fc}^* = P_{dem}$, $P_{batt}^* = 0$.

Low demand power $P_{idle} < P_{dem} < P_{low}$.

- If SOC < 80 %. The battery lacks of little amount of charge. Then it needs to be charged from the FC even P_{fc}^* is low. Accordingly P_{fc}^* will be shared between P_{dem} and P_{batt}^* : $P_{fc}^* = P_{fc\ low}$, $P_{batt}^* = P_{fc}^* - P_{dem}$.
- If SOC > 80 %. The major amount of power needed from the DC bus comes from the completely charged battery, the FC being at its weakest power $P_{fc\ idle}$: $P_{fc}^* = P_{fc\ idle}$, $P_{batt}^* = P_{dem} - P_{fc}^*$.

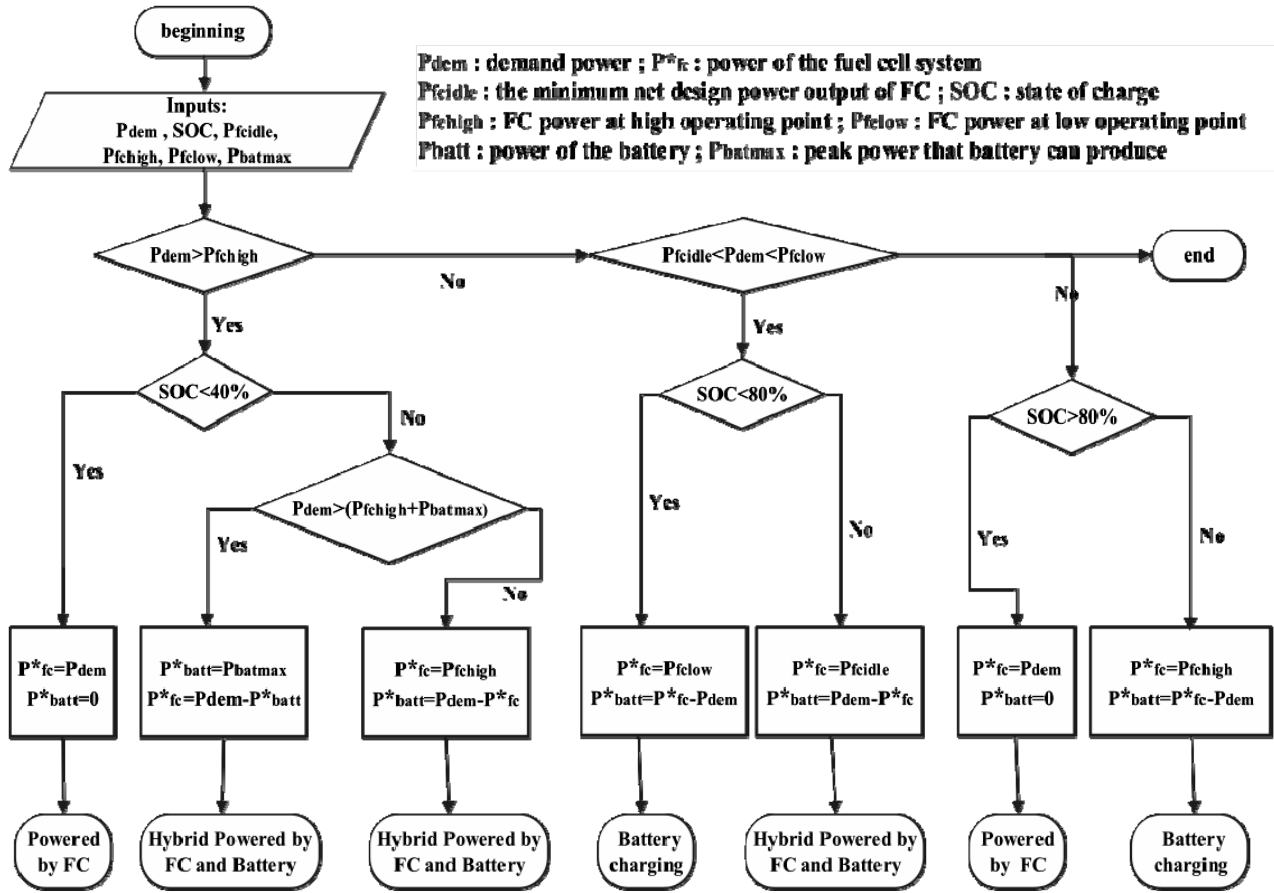


Fig. 9. Energy management algorithm

Once the FC and battery reference powers are carried-out from algorithm. Reference voltage can be easily deduced from:

$$V_{ofc}^* = \frac{P_{fc}^*}{I_{ofc}}; \quad (32)$$

$$V_{obatt}^* = \frac{P_{batt}^*}{I_{obatt}}. \quad (33)$$

To determine $P_{fc\ idle}$, $P_{fc\ low}$, and $P_{fc\ high}$, one can use the characteristics showed in Fig. 10 representing one cell voltage, one stack net power density and one stack efficiency vs. one cell current. $P_{fc\ idle}$ is the power corresponding to 1 A. $P_{fc\ low}$ and $P_{fc\ high}$ are the powers around 50 % of the efficiency curve (in it rising and falling regions respectively) obtained at 50 % of the nominal current.

Considering a 24 FC of 4 series connected stacks kW (each stack is rated at 6 kW, 45 V). Then, $P_{fc\ idle}$, $P_{fc\ low}$, and $P_{fc\ high}$ can be deduced by multiplying the stack specific powers extracted from Fig. 11 by 4.

To obtain $P_{batt\ max}$, one can use the following formula:

$$P_{batt\ max} = V_{batt\ max} \cdot I_{disnom}, \quad (34)$$

where $V_{batt\ max}$ – fully charged voltage, V; I_{disnom} – nominal discharge current, A.

2.2. Input reference current on-line identification.

The DC/DC converter input current can be subtracted from the efficiency formula given by:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{I_o \cdot V_o}{I_i \cdot V_i}. \quad (35)$$

For the reference input current, one can substitute I_i by I_i^* and V_o by V_o^* , this latter is provided by the algorithm which justifies the on-line aspect in this identification:

$$I_i^* = \frac{I_o \cdot V_o^*}{V_i \cdot \eta_{boost}}, \text{ boost mode}; \quad (36)$$

$$I_i^* = \frac{I_o \cdot V_o^* \cdot \eta_{buck}}{V_i}, \text{ buck mode}. \quad (37)$$

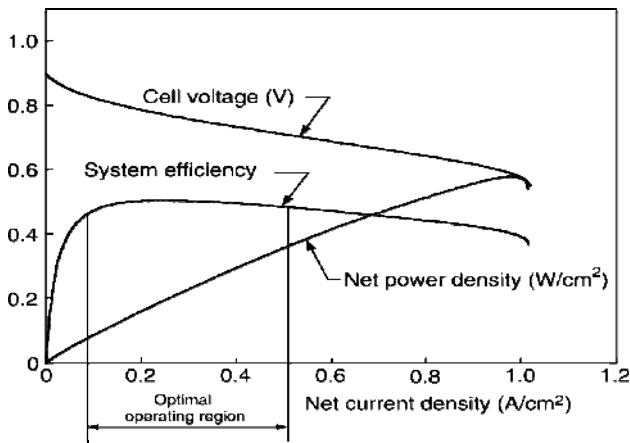


Fig. 10. Typical operating characteristics of a fuel cell system

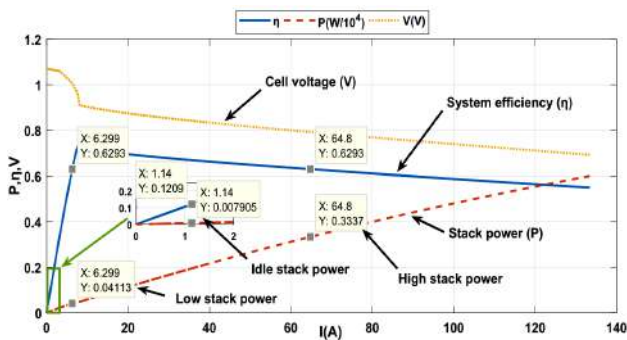


Fig. 11. Operating characteristics of the considered stack

To obtain the efficiency (η), a two dimensional mapping data (Fig. 12) provided by the manufacturer BRUSA BDC546 DC/DC converter is adopted [25]. The data was implemented in 2-D look-up tables having in their entries the duty cycle α of the considered mode and the output current I_o . The duty cycles of boost and buck modes are respectively given by:

$$\alpha_{boost} = 1 - \frac{V_o}{V_i}; \quad (38)$$

$$\alpha_{buck} = \frac{V_o}{V_i}. \quad (39)$$

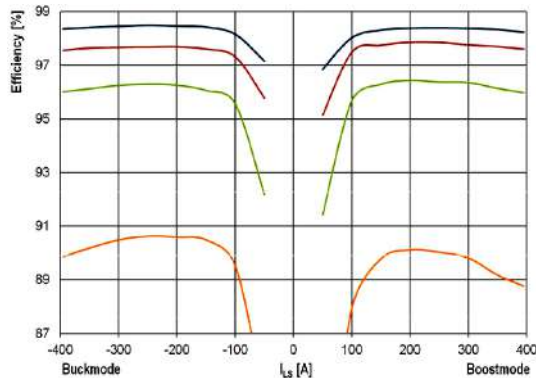


Fig. 12. Power DC/DC efficiency map [25]

The block schemes of the on-line reference input current identification in both modes boost and buck are depicted in Fig. 13.

The unidirectional DC/DC converter operates only in the boost mode during powering mode for delivering

the power required by the load while the bidirectional DC/DC converter operates both in boost and buck modes during powering and charging modes.

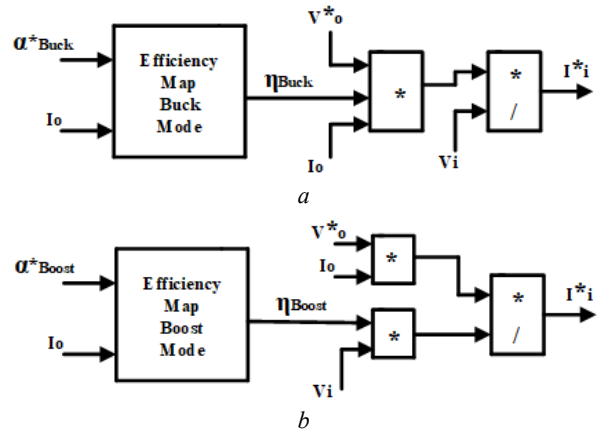


Fig. 13. DC/DC control circuit buck mode (a) and boost mode (b)

Simulation results discussion. In this section simulation works about the previous study are presented. They were carried out using MATLAB/Simulink software and considering the parameters reported in Table 3.

Table 3

Simulation parameters

Parameter	Value
P_{fcnom}	24 kW
P_{batmax}	21 kW
$P_{fc idle}$	316.2 W
P_{fclow}	1.6452 kW
P_{fchigh}	13.348 kW
$\alpha_{fcboost}$	[0.45, 0.51, 0.81, 0.81, 0.9, 0.7, 0.58]
$\alpha_{battboost}$	[0.5, 0, 0.83, 0, 0.88, 0, 0]
$\alpha_{battbuck}$	[0, 0.38, 0, 0, 0, 0.29, 0]
SOC	[85, 70, 50, 35, 50, 70, 85] (%)

The principle of the simulations studies consists to impose time varying duty cycles ($\alpha_{fcboost}$, $\alpha_{battboost}$ and $\alpha_{battbuck}$) and SOC then to extract the corresponding input and output DC/DC converters voltages, reference powers (P_{dem}^* , P_{fc}^* , P_{batt}^*) and measured powers (P_{dem} , P_{fc} , P_{batt}). Finally, the measured powers are compared to the reference powers.

Figure 14 represents the imposed duty cycles and SOCs. In some time intervals one can observe that $\alpha_{battboost}$ takes the value 0, this occurs when the battery is incapable to help the FC to satisfy P_{dem} (case of SOC < 40 % and $P_{dem} > P_{fchigh}$) or when P_{dem} is not high, then the FC has no need to the battery help (case of SOC > 80 % and $P_{dem} < P_{fclow}$), or when P_{dem} is very low and the battery SOC is little inferior to 80 % (case of SOC < 80 % and $P_{dem} < P_{fclow}$), or when P_{dem} is quite low and SOC is also little inferior to 80 % (case of SOC < 80 % and $P_{dem} > P_{fclow}$). The same observation can be pointed out with $\alpha_{battbuck}$ which values are different to 0 only when the battery is charging from the FC (case SOC < 80 % and $P_{dem} < P_{fclow}$ or SOC < 80 % and $P_{dem} > P_{fclow}$), otherwise, it takes the value 0. Consequently, the battery

converters do not work all time. They work only when the battery power is required to help the FC to satisfy P_{dem} provided that the SOC is comprised between 40 % and 80 % or when the battery is in charging mode (the SOC is little inferior to 80 % and $P_{dem} < P_{fc}$).

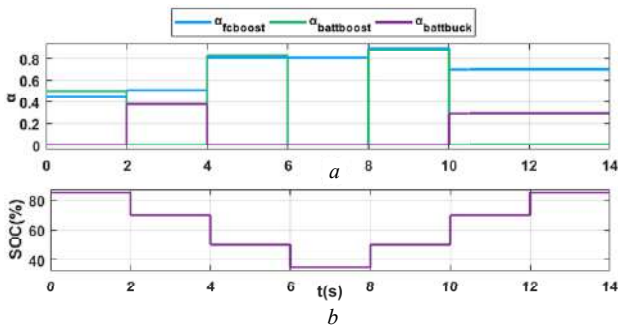


Fig. 14. Duty cycles of DC/DC FC and battery converters (a) and state of charge (SOC) (b)

Figure 15 shows the obtained output voltages of DC/DC FC and battery boost converters and DC/DC battery buck converter. It is obvious that the FC boost converter works all time since its output voltage V_{ofc} is continuously greater than its input voltage V_{ifc} as illustrated in Fig. 15,a. However, the battery DC/DC boost converter operates only when the FC is incapable to fulfill P_{dem} alone and when SOC is greater than 40 % or 80 %. As shown in Fig. 15,b, from the beginning to 5 s, the FC power is very low ($P_{fc} = P_{fcidle}$) whereas $P_{fcidle} < P_{dem} < P_{fcflow}$ then, the battery is switched on to compensate the lack of power. Similarly, it is switched on once again between 10 s and 15 s when P_{dem} is high ($P_{dem} > P_{fchigh}$), then the FC can not feed the DC bus alone which involves the help of the battery in order to satisfy P_{dem} . Finally, the battery is once more switched on when P_{dem} is very high ($P_{dem} > P_{fchigh} + P_{batmax}$) from 20 to 25 s. All these situations result in the battery boost voltage presented in Fig. 15,c where V_{obatt1} is sometimes equal to V_{ibatt1} when the battery is switched off ($\alpha_{battboost} = 0$), otherwise it is always greater than V_{ibatt1} when the battery is switched on ($\alpha_{battboost} \neq 0$). Now, when P_{dem} is low ($P_{fcidle} < P_{dem} < P_{fcflow}$) and quite low ($P_{fcflow} < P_{dem} < P_{fchigh}$) and SOC is little inferior to 80 %, the DC/DC buck converter is operational to charge the battery; this occurs between 5 s and 10 s and between 25 s and 30 s as depicted in Fig. 15,c. Finally, Fig. 15,d shows the obtained demand voltage V_{dem} which is all time equal to V_{ofc} , V_{obatt1} and V_{ibatt2} since the outputs of the FC and the battery boost converters are connected in parallel with the input of the battery DC/DC buck converter.

In Fig. 16, the currents curves are presented. In each one of parts (a, b and c) of this Fig. 16 is plotted the measured input current and its reference and the measured output current of each converter. The most important observation is the perfect agreement between the input current and its reference. Figure 16,d represents the demand current which max value is 30 A corresponding the max $V_{dcm_{max}}$ 1550 V giving an apparent power of 48.6 kVA.

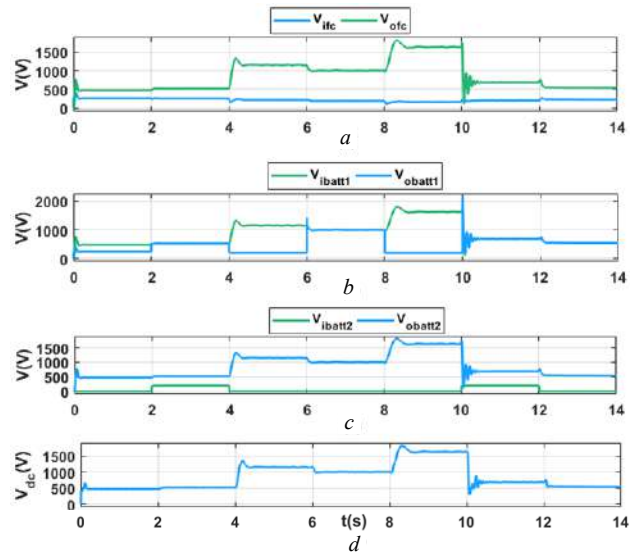


Fig. 15. Input and output voltages of DC/DC converters DC/DC FC boost converter (a), DC/DC battery boost converter (b), DC/DC battery buck converter (c), and demand voltage (d)

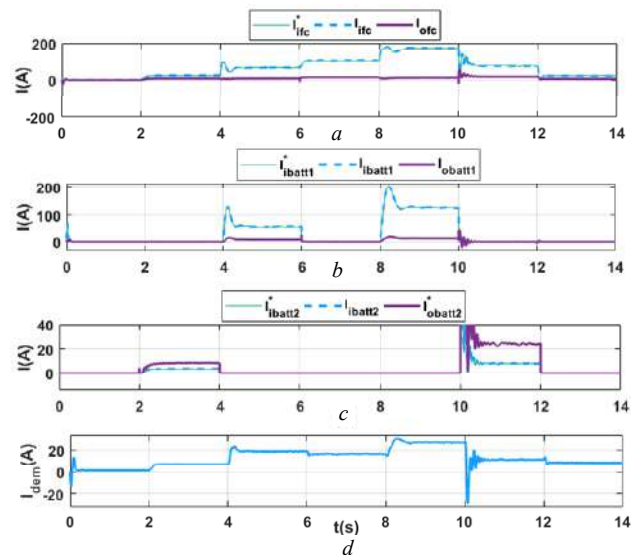


Fig. 16. Input and output currents of DC/DC converters DC/DC FC boost converter (a), DC/DC battery boost converter (b), DC/DC battery buck converter (c), and demand current (d)

The last set of figures (Fig. 17) concerns the measured powers curves of the FC (Fig. 17,a), the battery (Fig. 17,b) and the demand (Fig. 17,c) and their respective reference powers.

As first statement measured powers and their corresponding references are almost tight most of the time. Indeed, one can see a good settlement between FC and battery powers and their references P_{fc}^* , P_{batt}^* (Fig. 17,a, Fig. 17,b) especially when P_{dem} is low ($P_{fcidle} < P_{dem} < P_{fcflow}$) and medium ($P_{fcflow} < P_{dem} < P_{fchigh}$), however, P_{dem} and its reference P_{dem}^* are perfectly tight all time (Fig. 17,c).

Recall that reference powers are delivered from energy management algorithm developed in previous section.

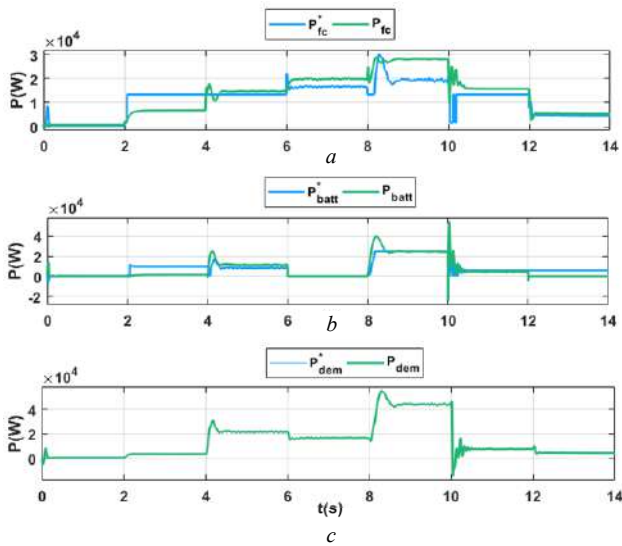


Fig. 17. Reference and measured powers of fuel cell (a), battery (b), and demand (c)

Conclusion.

The work, presented in this paper, concerns a hybrid FC/battery DC power system.

Firstly, theoretical studies about FC and battery systems are stated.

Secondly, the adopted average models of boost and buck FC and battery DC/DC converters and their control strategies are exposed where a big focus is given to the innovated energy management algorithm and the input DC/DC converters reference currents on-line identification using the efficiency map-based method.

Finally, the presented works are numerically verified through computer MATLAB/Simulink simulations. The studies are based on an adequate choice of the DC/DC converters duty cycles and the battery SOC, as well as the FC/battery specific powers ($P_{fc\text{high}}$, $P_{fc\text{low}}$, $P_{fc\text{idle}}$, $P_{bat\text{max}}$). The battery converters are functional only when the battery is needed to help the FC to satisfy P_{dem} provided that (SOC > 80 % or SOC > 40 %) or when the battery SOC is little inferior to 80 % and the FC power is greater than P_{dem} .

All these situations are summarized in Table 4.

The obtained results demonstrate the algorithm satisfactory operation.

Table 4
Conditions of battery DC/DC converters working

	$\alpha_{fc\text{boost}}$	$\alpha_{fc\text{boost}}$
$P_{fc\text{idle}} < P_{dem} < P_{fc\text{low}}, P_{fc} = P_{fc\text{idle}}, \text{SOC} > 80 \%$	$\neq 0$	$= 0$
$P_{fc\text{high}} < P_{dem} < P_{fc\text{high}} + P_{bat\text{max}}, P_{fc} = P_{fc\text{high}}, \text{SOC} > 40 \%$	$\neq 0$	$= 0$
$P_{dem} > P_{fc\text{high}} + P_{bat\text{max}}, P_{fc} = P_{fc\text{high}}, \text{SOC} > 40 \%$	$\neq 0$	$= 0$
$P_{fc\text{idle}} < P_{dem} < P_{fc\text{low}}, P_{fc} = P_{fc\text{low}}, \text{SOC} < 80 \%$	$= 0$	$\neq 0$
$P_{fc\text{low}} < P_{dem} < P_{fc\text{high}}, P_{fc} = P_{fc\text{high}}, \text{SOC} < 80 \%$	$= 0$	$\neq 0$
$P_{fc\text{high}} < P_{dem} < P_{fc\text{high}} + P_{bat\text{max}}, P_{fc} = P_{fc\text{high}}, \text{SOC} < 40 \%$	$= 0$	$= 0$
$P_{fc\text{low}} < P_{dem} < P_{fc\text{high}}, P_{fc} = P_{fc\text{high}}, \text{SOC} > 80 \%$	$= 0$	$= 0$

The continuation of the contribution concerns the use of the managed P_{dem} to feed a three-level shunt active power filter (3L-SAPF) and to study the impact on the power quality. Moreover, development of a regulation loops to carry out the DC/DC converters duty cycles automatically is envisaged. Also, energy efficiency study of the whole system is being considered.

REFERENCES

- Odeim F., Roes J., Heinzl A. Power management optimization of a fuel cell/battery/supercapacitor hybrid system for transit bus applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, vol. 65, no. 7, pp. 5783-5788. doi: 10.1109/TVT.2015.2456232.
- Matthey J. *Fuel cell today. The leading authority on fuel cells*. Available at: <http://www.fuelcelltoday.com> (accessed 08 March 2020).
- Sun L., Wu G., Xue Y., Shen J., Li D., Lee K.Y. Coordinated control strategies for fuel cell power plant in a microgrid. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2018, vol. 33, no. 1, pp. 1-9. doi: 10.1109/TEC.2017.2729881.
- Thounthong P., Rael S., Davat B. Control algorithm of fuel cell and batteries for distributed generation system. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, vol. 23, no. 1, pp. 148-155. doi: 10.1109/TEC.2006.888028.
- Boscaino V., Collura R., Capponi G., Marino F. A fuel cell-battery hybrid power supply for portable applications. *SPEEDAM 2010*, Pisa, 2010, pp. 580-585. doi: 10.1109/SPEEDAM.2010.5542091.
- Lai J.-S., Ellis M.W. Fuel cell power systems and applications. *Proceedings of the IEEE*, 2017, vol. 105, no. 11, pp. 2166-2190. doi: 10.1109/JPROC.2017.2723561.
- Hong Z., Zhu Y., Shang W., Li Q., Chen W. Research of energy management strategy for fuel cell/battery hybrid locomotive. *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, 2017, pp. 1-5. doi: 10.1109/ITEC-AP.2017.8080852
- Li Y.H., Rajakaruna S., Choi S.S. Control of a solid oxide fuel cell power plant in a grid-connected system. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2007, vol. 22, no. 2, pp. 405-413. doi: 10.1109/TEC.2005.853756.
- Vural B., Dusmez S., Uzunoglu M., Ugur E., Akin B. Fuel consumption comparison of different battery/ultra capacitor hybridization topologies for fuel-cell vehicles on a test bench. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2014, vol. 2, no. 3, pp. 552-561. doi: 10.1109/JESTPE.2013.2297702.
- Vural B., Boynuegri A.R., Nakir I., Erdinc O., Balikli A., Uzunoglu M., Gorgun H., Dusmez S. Fuel cell and ultra-capacitor hybridization: A prototype test bench based analysis of different energy management strategies for vehicular applications. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2010, vol. 35, no. 20, pp. 11161-11171. doi: 10.1016/j.ijhydene.2010.07.063.
- Gao W. Performance comparison of a fuel cell-battery hybrid powertrain and a fuel cell-ultracapacitor hybrid powertrain. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2005, vol. 54, no. 3, pp. 846-855. doi: 10.1109/TVT.2005.847229.
- Reddy N.P., Padeloup D., Zadeh M.K., Skjetne R. An intelligent power and energy management system for fuel cell/battery hybrid electric vehicle using reinforcement learning. *IEEE Transportation Electrification Conference*, 2019, pp. 1-6. doi: 10.1109/ITEC.2019.8790451.
- Yu S., Fernando T., Chau T.K., Iu H. H.-C. Voltage control strategies for solid oxide fuel cell energy system connected to complex power grids using dynamic state estimation and STATCOM. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2017, vol. 32, no. 4, pp. 3136-3145. doi: 10.1109/TPWRS.2016.2615075.

14. Ehsani M. *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design*. Power electronics and applications series. Boca Raton, CRC Press, 2005.
15. Saïssset R. Contribution à l'étude systématique de dispositifs énergétiques à composants électrochimiques. Formalisme Bond Graph appliqué aux piles à combustible, accumulateurs Lithium-Ion, *Véhicule Solaire (PhD)*, 2004.
16. *Fuel Cell Technologies Program: Glossary*. Department of Energy efficiency and Renewable Energy Fuel Cell Technologies Program, 2011.
17. Motapon S.N., Tremblay O., Dessaint L.A. A generic fuel cell model for the simulation of fuel cell vehicles. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2009, pp. 1722-1729. doi: **10.1109/VPPC.2009.5289692**.
18. Price A. Electrical energy storage – a review of technology options. *Proceedings of the Institution of Civil Engineers – Civil Engineering*, 2005, vol. 158, no. 6, pp. 52-58. doi: **10.1680/cien.2005.158.6.52**.
19. Tansiripaisan M.P. *Modeling of fuel cell vehicle based on physical model of different components in MATLAB/Simulink*. 2007.
20. Kawachi S., Baba J., Kikuchi T., Shimoda E., Numata S., Masada E., Nitta T. Energy capacity reduction of energy storage system in microgrid stabilized by cascade control system. *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2009, pp. 1-10.
21. Tremblay O., Dessaint L., Dekkiche A. A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2007, pp. 284-289. doi: **10.1109/VPPC.2007.4544139**.
22. Shepherd C.M. Design of primary and secondary cells – Part 2. An equation describing battery discharge. *Journal of Electrochemical Society*, 1965, Vol. 112, pp. 657-664.
23. Tremblay O., Dessaint L.-A. Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications. *World Electric Vehicle Journal*, 2009, vol. 3, no. 2, pp. 289-298. doi: **10.3390/wevj3020289**.
24. Njoya Motapon S., Dessaint L.-A., Al-Haddad K. A comparative study of energy management schemes for a fuel-cell hybrid emergency power system of more-electric aircraft. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, vol. 61, no. 3, pp. 1320-1334. doi: **10.1109/TIE.2013.2257152**.
25. Available at: <http://www.brusa.biz/en/products/dc-dc-converter/hvhv-800-v/bdc546.html> (accessed 12 March 2020).

Received 26.04.2020

Accepted 03.10.2020

Published 24.12.2020

Billel Bourouis¹, PhD Student

Hind Djeghloud², Lecturer

Hocine Benalla¹, Professor

¹ Laboratory of Electrotechnics of Constantine (LEC),

Mentouri Brothers University, Constantine 1,

Campus Ahmed Hamani Zerzara,

Route d'Ain el Bey, Constantine, 25000, Algeria.

² Laboratory of Electrical Engineering of Constantine (LGEC),

Mentouri Brothers University, Constantine 1,

Campus Ahmed Hamani Zerzara,

Route d'Ain el Bey, Constantine, 25000, Algeria.

e-mail: billelbououis1@outlook.com,

hind.djeghloud@umc.edu.dz,

hocine.benalla@umc.edu.dz

R. Kouadri, L. Slimani, T. Bouktir

SLIME MOULD ALGORITHM FOR PRACTICAL OPTIMAL POWER FLOW SOLUTIONS INCORPORATING STOCHASTIC WIND POWER AND STATIC VAR COMPENSATOR DEVICE

Purpose. This paper proposes the application procedure of a new metaheuristic technique in a practical electrical power system to solve optimal power flow problems, this technique namely the slime mould algorithm (SMA) which is inspired by the swarming behavior and morphology of slime mould in nature. This study aims to test and verify the effectiveness of the proposed algorithm to get good solutions for optimal power flow problems by incorporating stochastic wind power generation and static VAR compensators devices. In this context, different cases are considered in order to minimize the total generation cost, reduction of active power losses as well as improving voltage profile. *Methodology.* The objective function of our problem is considered to be the minimum the total costs of conventional power generation and stochastic wind power generation with satisfying the power system constraints. The stochastic wind power function considers the penalty cost due to the underestimation and the reserve cost due to the overestimation of available wind power. In this work, the function of Weibull probability density is used to model and characterize the distributions of wind speed. The proposed algorithm was examined on the IEEE-30 bus system and a large Algerian electrical test system with 114 buses. In the cases with the objective is to minimize the conventional power generation, the achieved results in both of the testing power systems showed that the slime mould algorithm performs better than other existing optimization techniques. Additionally, the achieved results with incorporating the wind power and static VAR compensator devices illustrate the effectiveness and performances of the proposed algorithm compared to the ant lion optimizer algorithm in terms of convergence to the global optimal solution. References 38, tables 6, figures 9.

Key words: optimal power flow, slime mould algorithm, stochastic wind power generation, static VAR compensators.

Мета. У статті пропонується процедура застосування нового метаевристического методу в реальній електроенергетичній системі для розв'язання задач оптимального потоку енергії, а саме алгоритму слизової цвєлі, який заснований на поведінці рою і морфології слизової цвєлі в природі. Дане дослідження спрямоване на тестування і перевірку ефективності запропонованого алгоритму для отримання хороших рішень для проблем оптимального потоку потужності шляхом включення пристроїв стохастичною вітровою генерації і статичних компенсаторів VAR. У зв'язку з цим, розглядаються різні випадки, щоб мінімізувати загальну вартість генерації, знизити втрати активної потужності і поліпшити профіль напруги. *Методологія.* В якості цільової функції завдання розглядається мінімальна сукупна вартість традиційної генерації електроенергії і стохастичної вітровою генерації при задоволенні обмежень енергосистеми. Стохастична функція енергії вітру враховує величини штрафів через недооцінку і резервні витрати через завищену оцінку доступної вітровою енергії. У даній роботі функція щільності ймовірності Вейбулла використовується для моделювання і характеристики розподілів швидкості вітру. *Практична цінність.* Запропонований алгоритм був перевірений на системі шин IEEE-30 і великій алжирської тестовій енергосистемі зі 114 шинами. У випадках, коли мета полягає в тому, щоб звести до мінімуму традиційне вироблення електроенергії, досягнуті результати в обох тестових енергосистемах показали, що алгоритм слизової цвєлі функціонує краще, ніж інші існуючі методи оптимізації. Крім того, досягнуті результати з використанням вітровою енергії і статичного компенсатора VAR ілюструють ефективність і продуктивність запропонованого алгоритму в порівнянні з алгоритмом оптимізатора мурашиних левів з точки зору збіжності до глобального оптимального рішення. Бібл. 38, табл. 6, рис. 9.

Ключові слова: оптимальний потік енергії, алгоритм слизової цвєлі, стохастична генерація енергії вітру, статичні VAR компенсатори.

Introduction. In the last decade, energy consumption has been increased significantly especially in developing countries. Renewable energy can be known as green energy or clean energy is one of the best solutions to the increasing demand problem, and it is inexhaustible energy that comes from natural resources or processes that are constantly replenished [1], even if their availability depends on weather and weather conditions, and whose exploitation causes the least possible ecological damage, does not cause toxic waste and does not cause damage to the environment. They are cleaner, more environmentally friendly than fossil fuels and fissile energies, environmentally friendly, available in large quantities around the world.

Nowadays, the integration of renewable energy sources – RESs (i.e., solar, wind, hydropower, etc.) into the electrical grid is experiencing a rapid increase. Among the various RESs, wind energy considered is one of the most desirable sources in recent years that keeps

developing thanks to the technological advances made in the field of wind generators to reduce the cost of system installations. In addition, the application of flexible AC transmission systems (FACTS) controllers such as static VAR compensators (SVC) devices that considered one of the most controllers used in the case of the high demand for energy to maintain the magnitude of bus voltage at the desired level, improve voltage security and minimize the total power losses.

With the growing penetration of RESs in the power system, the study of optimal power flow (OPF) becomes necessary to solve power system problems or improve the performance of this system. The OPF for the system that includes RESs such as wind power generators is the subject of ongoing research models nowadays. It is necessary to confront the stochastic nature of this source for analysis of the planning and operation of modern power systems, in order to obtain much more precise

results [2]. In general, the problem with wind power is the stochastic nature of wind speed. Therefore the model which considers the probability of the available wind power can represent the cost of overestimating and underestimating this power at a certain period.

Recently, OPF with stochastic wind power has extensively been studied by more researchers. In [3] authors proposed a Gbest-guided artificial bee colony algorithm (GABC) to solve the OPF problem in the IEEE 30 bus system incorporating stochastic wind power. In attempting the same problem in [4] author proposed a modified moth swarm algorithm (MMSA) to solve the OPF problem incorporating stochastic wind power. In this work, three different objective functions are considered, which are the minimize the total operating cost, reduce the transmission power loss, and improve the voltage profile enhancement. In another study [5] authors applied the success history-based adaptation technique of differential evolution algorithm to solve the OPF problem comprises of stochastic wind-solar power with conventional thermal generators under various cases. The OPF incorporation with wind power and static synchronous compensator STATCOM was studied in [6] by using a modified bacteria foraging algorithm (MBFA). The results obtained proved that MBFA efficiency and better than the ACO algorithm for solving OPF problems in power systems. Bird Swarm Algorithm (BSA) for solving an OPF problem with incorporating stochastic wind and solar PV power in the power system is studied in [7]. The proposed approach applied in the modified IEEE 30-bus system with objective function is to minimize the total energy generation cost, which is the cost of thermal-wind-solar. In [8] authors applied a modified hybrid PSO-GSA with a chaotic maps approach to improve OPF results by incorporating stochastic wind power and two controllers in the FACTS family such as TCSCs and TCPSSs. The proposed method is applied in the power systems to minimize the thermal generators' fuel cost and the wind power generating cost.

Several metaheuristic optimization algorithms were developed and applied for the OPF solution. Some of them are: salp swarm optimizer [9], moth swarm algorithm [10], differential evolution [11], glowworm swarm optimization [12], differential search algorithm [12], moth-flame optimizer [14], stud krill herd algorithm [15], artificial bee colony algorithm [16], symbiotic organisms search algorithm [17], improved colliding bodies optimization algorithm [18], firefly algorithm [19], black-hole-based optimization approach [20], the league championship algorithm [21, 22], multi-verse optimizer [23], harmony search algorithm [24], earthworm optimization algorithm [25]. Among several numbers of the available metaheuristic algorithm, a new flexible and efficient stochastic optimization algorithm has been proposed to solve our problem and satisfy our imposed conditions, this technique namely a slime mould algorithm (SMA). SMA is based upon the oscillation mode in nature and simulates the swarming behavior and morphology of slime mould in foraging.

In this paper, a new flexible and efficient stochastic optimization algorithm called slime mould algorithm (SMA) has been proposed with the aim is solving the

OPF problem in power systems incorporating stochastic wind power and SVC devices.

Modeling of SVC. The static VAR compensator (SVC) device is an important member of the FACTS controllers' family. The importance of SVC is to maintain the bus voltage magnitude at the desired level by providing or absorbing reactive energy. In the power system, SVC is modeled by shunt variable admittance. SVC's admittance only has its imaginary part since the SVC device's power loss is assumed to be negligible and is given as follows:

$$y_{SVC} = jb_{SVC}. \quad (1)$$

The b_{SVC} susceptance can be capacitive or inductive to provide or absorb reactive power, respectively. In this study, SVC is installed in the power system as a PV bus with the objective is to regulate the voltage magnitude V_k by injecting reactive power to a bus where it is connected. The current I_{SVC} and reactive power Q_{SVC} absorbed or injected by the SVC device is calculated as follow:

$$I_{SVC} = jb_{SVC}V_k; \quad (2)$$

$$Q_{SVC} = -V_k^2 b_{SVC}. \quad (3)$$

Optimal power flow problem formulation. The optimal power flow problem solution aims to give the optimum value of the objective function by adjusting the settings of control variables. Generally, the mathematical expression of the optimization problem with satisfying various equality and inequality constraints may be represented as follows:

$$\min F(\mathbf{x}, \mathbf{u}); \quad (4)$$

$$\text{Subjected to } g(\mathbf{x}, \mathbf{u}) = 0; \quad (5)$$

$$h(\mathbf{x}, \mathbf{u}) \leq 0; \quad (6)$$

where $F(x, u)$ denotes the objective function that to be optimized, \mathbf{x} and \mathbf{u} represents the vectors of the state variables (dependent variables) and control variables (independent variables), respectively.

Control variables. In the OPF the control variables should be adjusted to satisfy the load flow equations. The set of control variables can be represented by vector \mathbf{u} as follows:

$$\mathbf{u} = \left[P_{G_2} \dots P_{G_{NG}}, P_{WS_1} \dots P_{WS_{NW}}, V_{G_1} \dots V_{G_{NG}}, Q_{C_1} \dots Q_{C_{NC}}, T_1 \dots T_{NT}, SVC_1 \dots SVC_{NSVC} \right], \quad (7)$$

where P_G is the thermal generator active power; P_{WS} is the wind active power; V_G is the generator voltage; Q_C is the reactive power injected by the shunts compensator; T is the tap setting of transformers; SVC is the static VAR compensator; NG is the number of generators; NW is the number of wind farms; NC is the number of shunts compensators units; NT is the number of regulating transformers; $NSVC$ is the number of SVC devices.

State variables. The set of variables which describe the electrical power state can be represented by vector \mathbf{x} as follows:

$$\mathbf{x} = [P_{Gslack}, Q_{G_1} \dots Q_{G_{NG}}, Q_{WS_1} \dots Q_{WS_{NW}}, V_{L_1} \dots V_{L_{NL}}, S_{l_1} \dots S_{l_m}], \quad (8)$$

where P_{Gslack} is the active power generation at the slack bus; Q_G is the reactive power outputs of the generators; Q_{WS} is the reactive power outputs of the wind farms; V_L is the voltage magnitude at load bus; S_l is the apparent power flow; N_G is the total number of generators buses;

N_L is the total number of load buses or PQ buses; N_l is the total number of transmission lines.

Equality constraints. The equality constraints represent in the power system the load flow equations of the balanced powers and reflect the physics of the power system. The equality constraints can be represented as follows:

$$P_{G_i} + P_{WS_i} - P_{d_i} = V_i \sum_{j=1}^N V_j (g_{ij} \cos \delta_{ij} + z_{ij} \sin \delta_{ij}), \quad (9)$$

$$Q_{G_i} + Q_{WS_i} - Q_{d_i} = V_i \sum_{j=1}^N V_j (g_{ij} \sin \delta_{ij} + z_{ij} \cos \delta_{ij}). \quad (10)$$

Inequality constraints. The inequality constraints reflect the limiting of the power system operation. These inequality constraints can be represented as follows:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{G_i}^{\min} \leq P_{G_i} \leq P_{G_i}^{\max}; \\ P_{WS_i}^{\min} \leq P_{WS_i} \leq P_{WS_i}^{\max}; \\ Q_{G_i}^{\min} \leq Q_{G_i} \leq Q_{G_i}^{\max}; \\ Q_{WS_i}^{\min} \leq Q_{WS_i} \leq Q_{WS_i}^{\max}; \\ V_{G_i}^{\min} \leq V_{G_i} \leq V_{G_i}^{\max}; \\ T_{NT_i}^{\min} \leq T_{NT_i} \leq T_{NT_i}^{\max}; \\ Q_{SVC_i}^{\min} \leq Q_{SVC_i} \leq Q_{SVC_i}^{\max}; \\ |S_{L_i}| \leq S_{L_i}^{\max}. \end{array} \right. \quad (11)$$

Objective function. In this study, the objective function is to minimize the total generation cost (TGC) subject to operating constraints. The objective function is formulated as:

$$F_{tot} = \sum_{i=1}^N F_i(P_i) + \sum_{i=1}^{NW} C_{wr}(P_{wr}) + \sum_{i=1}^{NW} C_{p.wr}(P_{wr.av} - P_{wr}) + \sum_{i=1}^{NW} C_{r.wr}(P_{wr} - P_{wr.av}), \quad (12)$$

In the expression of the objective function formulated in the (12), the first term denotes thermal power generation cost, second, third and last term of the objective function shows the costs of wind power, respectively. Details of all terms are explained below.

Fuel cost of the conventional generator. The cost function of the thermal generators as follows:

$$F_i(P_i) = \left(\sum_{i=1}^N a_i + b_i P_{G_i} + c_i P_{G_i}^2 \right), \quad (13)$$

where P_{G_i} is the active power generated from the available thermal generators; a_i , b_i and c_i are the cost coefficients of i -th generator.

The direct cost function for wind power. The grid operators pay the cost of purchasing wind power from a wind power producer based on the power purchase agreement. This cost is termed as the direct cost and is defined as follows [5]:

$$C_{wr}(P_{wr}) = d_r \cdot P_{wr}, \quad (14)$$

where d_r is the direct cost coefficient for the j -th wind generator and P_{wr} is the scheduled power output.

Cost function due to the underestimation. The underestimation situation is due when the actual wind power is higher than the estimated value. So, the utility operator needs to pay a penalty cost for not using the surplus amount of available wind power [4, 5]. The penalty cost functions due to the underestimation of available wind power represented by (15), it can be given as [26]:

$$C_{p.wr}(P_{wr.av} - P_{wr}) = k_p (P_{w.av} - P_{wr}) = k_p \int_{P_{wr}}^{P_{r,0}} (W - P_{wr}) \cdot f_w(P_w), \quad (15)$$

where $C_{p.wr}$ is the cost associated with wind power shortage (underestimation); $P_{p.wr}$ is the actual available power output; k_p is the penalty cost coefficient due to underestimation and $f_w(P_w)$ represents the probability density function (PDF).

Cost function due to the overestimation. On contrary to the underestimation situation, the overestimation situation is due when the actual wind power is less than the estimated value. So, a spinning reserve is needed for grid operators [5]. The penalty cost function due to the overestimation of available wind power represented by (16) as follows [27]:

$$C_{r.wr}(P_{wr} - P_{wr.av}) = k_r (P_{wr} - P_{w.av}) = k_r \int_0^{P_{wr}} (P_{wr} - W) \cdot f_w(P_w), \quad (16)$$

where $C_{r.wr}$ the cost associated with wind power surplus (overestimation) and k_r is the reserve cost coefficient due to overestimation.

Wind power model. The distribution function was used in this work to model and characterize the distributions of wind speed known as Weibull probability density function (PDF) [28], and can be represented as:

$$f_V(V) = \frac{k}{c} \left(\frac{v}{c} \right)^{k-1} e^{-\left(\frac{v}{c} \right)^k}, \quad (17)$$

here v is the wind speed; k and c respectively the shape factor and scale factor (m/s).

The probability density function for the continuous portion of wind energy conversion systems (WECS) power output random variable becomes as follows:

$$f_w(P_w) = \frac{k \cdot l \cdot v_{cut-in}}{c} \left(\frac{(1 + \rho \cdot 1) v_{cut-in}}{c} \right)^{k-1} \times \exp \left(- \left(\frac{(1 + \rho \cdot 1) v_{cut-in}}{c} \right)^k \right), \quad (18)$$

where $l = (v_{rated} - v_{cut-in}) / v_{cut-in}$ is the ration of linear range wind speed to cut-in wind speed; v_{cut-in} is the wind speed at which wind turbine starts to generate power; $v_{cut-off}$ is the wind speed at which the wind turbine is disconnected; v_{rated} is the wind speed at which the mechanical power output will be the rated power; $\rho = P_w / P_{wr}$ is the ratio of wind power output to rated wind power.

The probability for the discrete portion of the WECS power output is expressed by (19) and (20), respectively as follows [5, 29]:

$$f_w(P_w) = \{P_w = 0\} = 1 - \exp\left(-\left(\frac{v_{cut-in}}{c}\right)^k\right) + \exp\left(-\left(\frac{v_{cut-off}}{c}\right)^k\right); \quad (19)$$

$$f_w(P_w) = \{P_w = P_{wr}\} = \exp\left(-\left(\frac{v_{rated}}{c}\right)^k\right) - \exp\left(-\left(\frac{v_{cut-off}}{c}\right)^k\right); \quad (20)$$

Slime mould algorithm. A slime mould algorithm (SMA) is a new stochastic optimizer technique nature-inspired proposed in 2020 in [30]. This technique based on the oscillation mode of slime mould in nature and simulates the swarming behavior and morphology of slime mould in foraging. The SMA algorithm features a special mathematical model that uses the adaptive weight to simulates the combination of positive and negative feedback from the bio-oscillator-based propagation wave that was inspired by slime mould to form the optimal pathway to connect food. Some of the most interesting characters in the slime mould are the unique pattern based on the various food sources to create a venous network connecting them at the same time. This scheme gives the high capability of escaping from local optima solutions. The algorithm is aroused by slime mold diffusion and foraging behavior. In SMA, slime mould can approach food, depending on the smell in the air. The slime mold morphology varies, with three different forms of contraction. The following section will explain in detail the mathematical model for simulating the behavior of slime mould during the foraging [30].

Approach food. The following formulas for imitating the contraction mode is proposed to model the behavior of slime mould to approaching food according to the odor in the air as follow:

$$\overrightarrow{X}(t+1) = \begin{cases} \overrightarrow{X}_B(t) + \overrightarrow{vb} \cdot (\overrightarrow{W} \cdot \overrightarrow{X}_A(t) - \overrightarrow{X}_B(t)), & r < p; \\ \overrightarrow{vc} \cdot \overrightarrow{X}(t), & r \geq p, \end{cases} \quad (21)$$

where X denotes the slime mould location; X_b is the individual emplacement with the highest odor concentration currently found; X_A and X_B are indicated two randomly selected individuals from the swarm; vb is a parameter distributed in the range of $[-a, a]$; vc decreases linearly from 1 to 0; t shows the current iteration; W represents the slime mould weight and given below by (24); p is the parameter given as follows:

$$p = \tanh|S(i) - DF|, \quad (22)$$

where $S(i)$ shows the fitness of \overrightarrow{X} ; $i \in 1, 2, \dots, n$; DF is the optimum fitness obtained in all iterations.

The parameter of a is given as follows:

$$a = \arctan h\left(-\left(\frac{t}{\max_t}\right) + 1\right). \quad (23)$$

The expression of \overrightarrow{W} define the location of slime mould and is given as follows:

$$\overrightarrow{W}(\text{SmellIndex}(i)) = \begin{cases} 1 + r \cdot \log\left(\frac{bF - S(i)}{bF - wF} + 1\right), & \text{condition;} \\ 1 - r \cdot \log\left(\frac{bF - S(i)}{bF - wF} + 1\right), & \text{others,} \end{cases} \quad (24)$$

where *condition* denotes that $S(i)$ is ranked first half of the population; r represents the random value distributed in the range of $[0, 1]$; bF and wF are represented the optimal and worst fitness value obtained in the current iterative process, respectively; *SmellIndex* represents the sequence of fitness values sorted as:

$$\text{SmellIndex} = \text{Sort}(S). \quad (25)$$

Wrap food. This portion mathematically simulates the contraction mode in the slime mould venous tissue structure while searching. In this context, the higher the food concentration reached by the vein, the stronger the bio-oscillator-generated wave, the quicker the cytoplasm flows and the thicker the vein. The following mathematical formula represents updating the emplacement of slime mould:

$$\overrightarrow{X}^* = \begin{cases} \text{rand} \cdot (ub - lb) + lb, & \text{rand} < z; \\ \overrightarrow{X}_B(t) + \overrightarrow{vb} \cdot (\overrightarrow{W} \cdot \overrightarrow{X}_A(t) - \overrightarrow{X}_B(t)), & r < p; \\ \overrightarrow{vc} \cdot \overrightarrow{X}(t), & r \geq p, \end{cases} \quad (26)$$

where lb and ub denote the lower and upper limits of the search range, respectively; *rand* denotes the random value distributed in the range of in $[0, 1]$.

Grabble food. Slime mould is primarily dependent on the propagation wave to change the cytoplasmic flow in the veins, so they appear to be in a better concentration of food. Slime mould can approach food faster when the concentration and quality of food are high, while if the food concentration is lower, approach it more slowly, thus increasing the efficiency of slime mould in selecting the optimal source of food.

In the SMA process, the value of the parameter \overrightarrow{vb} oscillates randomly in the interval between $[-a, a]$ and progressively approaches zero as the iterations increase. The value of \overrightarrow{vc} oscillates randomly in the interval between $[-1, 1]$ and finally tends to be zero.

The pseudo-code of the SMA to solve the OPF problem is shown in Algorithm 1.

Algorithm 1 Pseudo-code SMA algorithm

Read the system data (bus data, line data, and generator data);
Initialize the parameters of search agents, size of the population, the maximum number of iterations, the number and position of the control variables;
Initialize the position of the slime mould X_i using (21);
While *iteration* \leq *Max_iteration*,
 Calculate the fitness of all slime mould using (26);
 Update the best fitness, X_B
 Calculate the W by using (24);
 For each search space
 Update the parameters of SMA which are: p , vb and vc ;
 Update the best positions of the slime mould;
 Calculate the best value of the objective function (12);
 End For *iter* = *iter* + 1;
End while
Return *best Fitness* found so far, X_B .

Simulations and results. To demonstrate the performance and efficiency of the SMA algorithm to solve the OPF problem by incorporating stochastic wind power and FACTS devices such as SVC, the present work aims to apply the SMA on IEEE 30-bus and Algerian 114-bus systems with different test cases study. In this context, the minimization of total fuel cost and wind power cost is considered as objective functions. The description of all these test cases can be found in the following section. All the simulations are carried out by using MATLAB 2009b and computed with specification Intel® Core™ i5 CPU@1.80 GHz with 8 GB of RAM. For establishing the robustness of the SMA algorithm, 30 independent trial runs are performed for all the test cases. In this work, the population size is 40 and the number of iterations maximal is 500.

IEEE 30-bus test system. The first test is dedicated to the standard IEEE 30-bus power system in order to verify the performance and efficiency of the SMA for the small scale power system. This system includes 6 generators unit, 41 transmission lines, 4 transformers located at lines 6-9, 4-12, 9-12, and 27-28. Nine reactive compensators are located at buses 10, 12, 15, 17, 20, 21, 23, 24, and 29. The total load is $(2.834 + j \cdot 0.735)$ p.u.

The upper limit and lower limit variables are shown in Table 1. In this section, two different parts are considered, the first part is solving the OPF problem under normal conditions and the second part is solving the OPF problem under the contingency state.

OPF solution under normal condition. In this part, the SMA is applied to solve the OPF problem under the normal condition with active power loading is 283.4 MW. Three different cases are examined via SMA as follows.

Case 1: Minimization of total fuel cost. The objective function used in the first case under normal condition is to minimize the total fuel cost according to the optimal power distribution of the production units and is described by (13). Table 3 tabulates the results obtained by the SMA algorithm for Case 1. It can be seen that the optimal settings of control variables are all within their acceptable limits. Furthermore, we can also see that the fuel cost obtained by SMA is 798.9709 \$/h, this value is lower and better compared to those obtained by MSA, GSO, MFO, BHBO, ALO, MSCA which are mentioned in Table 1.

Table 1

Comparison of solutions achieved using SMA and different methods for Case 1

Method	Fuel cost (\$/h)
Slime mould algorithm	798.9709
Moth swarm algorithm [10]	800.5099
Glowworm Swarm Optimization [12]	799.06
Moth-Flame Optimizer [14]	799.072
Black-hole-based optimization [20]	799.921
Ant lion optimizer [31]	799.0133
Modified Sine-Cosine algorithm [32]	799.31

The convergence characteristics of the proposed method and the ALO algorithm are shown in Fig. 1. It can be seen that the SMA algorithm outperforms the ALO algorithm in terms of convergence rate towards the global optimum solution. So, the results achieved showed the SMA superior and robust compared to the ALO algorithm in order to get the best solution to solve the OPF problem.

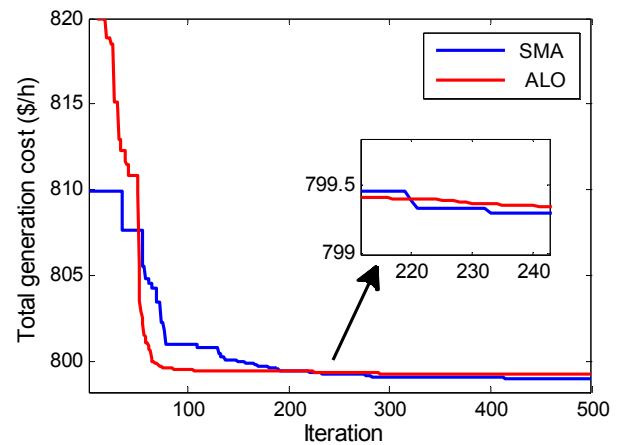


Fig. 1. Convergence characteristics of the SMA & ALO: Case 1

Case 2: Minimization of total fuel cost and wind power cost. In this test case, SMA is applied to solve the OPF problem by incorporating stochastic wind power. Thus, the objective function is minimizing the total generation cost that includes fuel cost and wind power cost. The cumulative cost, described by (13). In this case, the standard IEEE 30-bus system is considered by including two wind farms located at bus numbers 10 and 24. Moreover, the two wind farms (WFs) consist of 30 units of wind turbine generation (WTG) with a nominal power rating of each WTG is 2 MW. Thus, each WF having a total capacity of 30 MW.

Table 2 details the specification of wind turbine characteristics used in all optimization cases in this study concern with incorporating wind power for the IEEE 30-bus system [33].

Table 2

The characteristics of this wind turbine

Parameters	Value
k	2
c	3
d_r	1.3
P_{wr}	2000 kW
v_{cut-in}	4 m/s
v_{rated}	12 m/s
$v_{cut-off}$	25 m/s
$K_{p,j}$ (penalty factor)	1 \$/MWh
$K_{r,j}$ (rserve factor)	4 \$/MWh

Table 3 presents for case 2 the results obtained by SMA to minimize the total generation costs, which are the total fuel and wind costs. The sizing of the two wind farms can be referred to in the same table. For this case, SMA exhibit bus 10 and 24 as the optimal locations of the wind farm. At active power loading of 283.4 MW, It can be seen that the TGC produced by SMA is reduced from 798.9709 \$/h to 725.7113 \$/h. Moreover, the active power losses have also increased from 8.5752 MW to 6.2413 MW which is lowered by 27.21 %. Thus, SMA provides the best values to minimize the TGC and reduce the active power losses in the IEEE 30-bus test system by incorporating wind power compared to the case without the implementation of wind farms. In general, the implementation of wind farm installation to the system has significantly reduced the values of the total generation cost and the active power losses.

Table 3

Best control variable settings obtained via SMA for IEEE 30-bus system including WPG and SVC devices

Control Variables	Limits		Active power loading 283.4 MW			Active power loading 410.93 MW		
	Min	Max	Case 1	Case 2	Case 3	Case 4	Case 5	Case 6
P_{G1} (MW)	50	200	177.5784	139.3865	139.6782	199.9977	195.2207	195.2576
P_{G2} (MW)	20	80	48.6770	39.6216	39.4803	78.8218	57.6992	57.8394
P_{G5} (MW)	15	50	21.2668	18.6332	18.5144	42.4211	32.9495	32.7988
P_{G2} (MW)	10	35	21.2316	10.0000	10.0292	34.9915	34.9999	34.9896
P_{G11} (MW)	10	30	12.0890	10.0000	10.0025	29.9997	21.9266	23.1781
P_{G13} (MW)	12	40	12.0000	12.0000	12.0042	38.2946	20.3897	19.1394
P_{WS1} (MW)	0	40	–	30.0000	30.0000	–	30.0000	30.0000
P_{WS2} (MW)	0	40	–	30.0000	30.0000	–	30.0000	30.0000
V_{G1} (p.u.)	0.95	1.1	1.1000	1.1000	1.1000	1.1000	1.1000	1.1000
V_{G2} (p.u.)	0.9	1.1	1.0879	1.0894	1.0873	1.0843	1.0804	1.0818
V_{G5} (p.u.)	0.9	1.1	1.0618	1.0644	1.0597	1.0286	1.0264	1.0263
V_{G8} (p.u.)	0.9	1.1	1.0701	1.0760	1.0719	1.0616	1.0669	1.0694
V_{G11} (p.u.)	0.9	1.1	1.1000	1.0539	1.0233	1.1000	1.1000	1.0964
V_{G13} (p.u.)	0.9	1.1	1.1000	1.0183	1.0150	1.1000	1.0516	1.0371
T_{11} (p.u.)	0.9	1.1	1.0259	1.0903	1.0989	1.0189	1.0896	1.1000
T_{12} (p.u.)	0.9	1.1	0.9010	1.0286	1.0887	1.0211	1.0991	1.0993
T_{15} (p.u.)	0.9	1.1	0.9803	1.0980	1.0786	1.0511	1.0997	1.0974
T_{36} (p.u.)	0.9	1.1	0.9568	1.0594	1.0429	0.9609	1.0272	1.0455
Q_{C10} (Mvar)	0	5	4.3806	0.0139	1.7150	4.8813	4.1783	3.8886
Q_{C12} (Mvar)	0	5	4.7790	2.8581	0	1.9164	4.8901	0.8560
Q_{C15} (Mvar)	0	5	4.8272	0	4.7098	3.1109	3.1556	1.6088
Q_{C17} (Mvar)	0	5	4.9942	2.2721	1.4631	4.9727	4.9617	5.0000
Q_{C20} (Mvar)	0	5	2.5651	2.7844	1.0131	1.3915	1.1554	4.1684
Q_{C21} (Mvar)	0	5	2.8396	5.0000	4.8532	4.9937	0.0066	4.9944
Q_{C23} (Mvar)	0	5	3.4609	4.8785	0.5928	2.9808	2.7736	4.7325
Q_{C24} (Mvar)	0	5	4.9957	0.2167	1.8172	4.6307	1.3769	0.0423
Q_{C29} (Mvar)	0	5	1.1562	0.9389	0.4900	1.1981	1.2900	4.8493
Q_{WS1} (Mvar)	-15	40	–	-3.9319	39.4803	–	4.7442	57.8394
Q_{WS2} (Mvar)	-15	40	–	3.3754	0.8719	–	10.3240	32.7988
Q_{SVC30} (Mvar)	-25	25	–	–	5.6479	–	–	6.6716
Total generation cost (\$/h)			798.9709	725.7113	725.8855	1339.4776	1198.1826	1198.2092
Power losses (MW)			8.5752	6.2413	6.3087	13.5964	12.2555	12.2729
Voltage deviation (p.u.)			1.4494	0.6285	0.5195	0.7413	0.6066	0.5465
Reserved real power			–	53.5074	53.5074	–	53.5074	53.5074

The convergence curves of the SMA and ALO for case 2 are shown in Fig. 2, which allows us to note, in the first place, that the SMA converges towards the global optimum value at iteration 120 compared to the ALO, that the convergence towards the optimal solution is reached at iteration 270.

Case 3: Minimization of fuel cost and wind power cost by considering the SVC device. In this case study, SMA is applied for solving the OPF problem by incorporating wind power and SVC devices. The optimal location of the SVC device for the IEEE 30-bus system found by SMA is bus N°30. The objective function used is to minimize the TGC as described by (13). From this case, It can be seen that the voltage deviation is reduced from 1.4494 p.u. (case 1) and 0.6285 (case 2) to 0.5428 p.u. The voltage profile obtained by the SMA algorithm for cases 2 and 3 is shown in Fig. 3. It is seen that the effect of the SVC device to improve the profile voltage, especially in

the busses far from generators units such as bus N°25 until bus N°30.

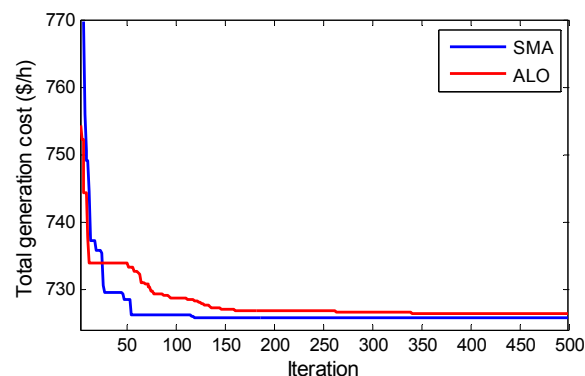


Fig. 2. Convergence characteristics of the SMA & ALO: Case 2

OPF solution under the contingency state. In this part, the SMA is applied to solve the OPF problem under

the contingency state, which is increased loading at 45 %. Thus, the active power loading is 410.93 MW. Three different cases are considered for this part.

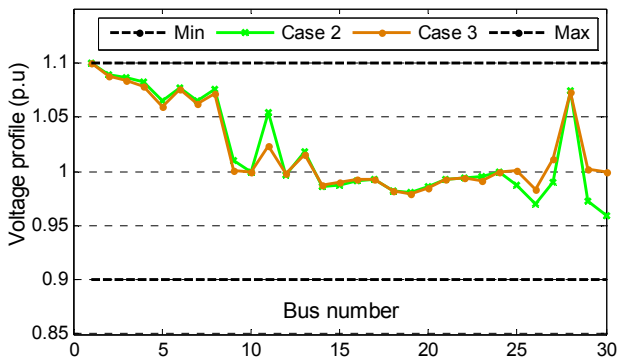


Fig. 3. Profile Voltage magnitudes for case 2 and case 3

Case 4: Minimization of total fuel cost. In this case, the objective function is to optimize the total fuel cost in the IEEE 30-bus system with increased loading at 45 % and is described by (16) addition to the penalty of line power. From the results given by the SMA algorithm for the case N°5, It can be seen that most generators work near their maximum limits, due to the increased load compared to the results given in case 1 without increased load. Moreover, we can also see that the fuel cost, active power losses, and voltage deviation are increased as presented in Table 3. The convergence characteristics of the SMA and ALO for case 4 are shown in Fig. 4.

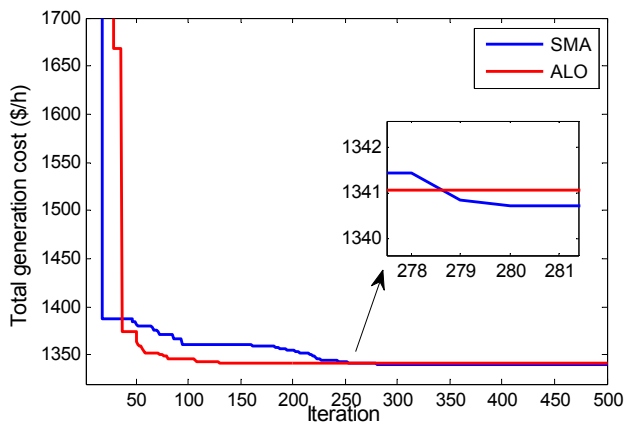


Fig. 4. Convergence characteristics of the SMA & ALO: Case 4

Case 5: Minimization of total fuel cost and wind power cost. The minimization of total fuel cost and wind power cost, in this case, is formulated as the objective function, which is described by (13). At higher active power loading of 410.90 MW, SMA provides 1198.1826 \$/h for the TGC, this value better than a value obtained in a case without incorporating wind power. On the other hand, the implementation of wind farms has reduced the active power losses and the deviation voltage in the system.

The convergence characteristics of the SMA and ALO for case 5 are shown in Fig. 5. From this figure, it demonstrates that the SMA algorithm can converge to the global optimum at iteration 170, while ALO towards the optimal solution is reached at iteration 230.

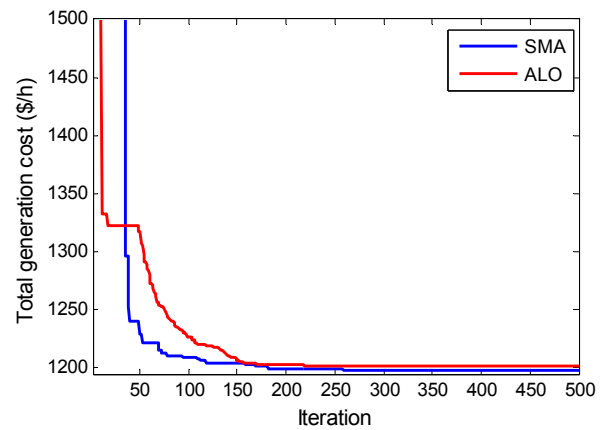


Fig. 5. Convergence characteristics of the SMA & ALO: Case 5

Case 6: Minimization of total fuel cost and wind power cost by considering the SVC device. In this case, we have study the influence of SVC devices on a power system to improve the voltage profile. The voltage profile for case 5 and case 6 are shown in Fig. 6. Unlike case 5 where profile voltage decreases after overloading, adding the SVC to the power system, in this case, improves the voltage as seen in Fig. 6. Through the given results, we note that the effect of SVC is significant in the case of increased load.

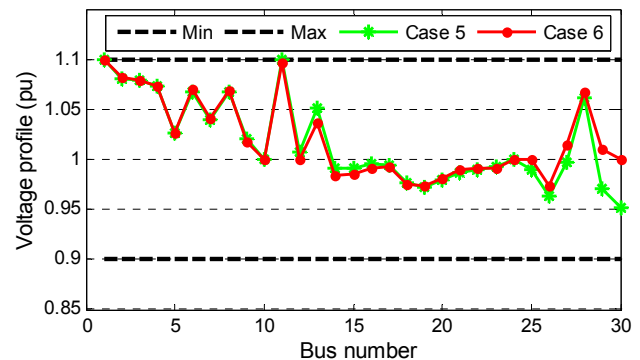


Fig. 6. Profile voltage magnitudes for case 5 and case 6

Algerian electrical network system. In order to verify the performance and efficiency of the ALO to solve nonlinear problems in larger-scale dimensions, OPF is performed on the Algerian electrical network system. This system includes 15 generators, 175 transmission lines, and 16 located from line 160 to line 175. The technical and economic parameters of generator units of the Algerian electrical network system are presented in [34].

Case 7: Minimization of total fuel cost. In this case, SMA is tested to identify the optimal fuel cost on the large-scale Algerian electrical network system with 114 buses. Table 4 presents the optimal settings of control variables reached by SMA with three different cases taking into consideration the vector of control variables contains the active powers generated and the generator voltages. The best value of fuel cost obtained by SMA for the vector of control variables contains the active powers generated is 18914.105 \$/h and better than other methods as well as previously reported methods in Table 5.

The convergence characteristics of the proposed algorithm and ALO algorithm for case 7 are shown in Fig. 7. It can be seen that the SMA algorithm outperforms the ALO algorithm in terms of convergence rate towards the global optimum solution.

Table 4

Best control variable settings obtained via SMA for ALG 114-bus system including WPG and SVC devices

Control Variables	Case 7	Case 8	Case 9	Control Variables	Case 7	Case 8	Case 3
P_{G4} (MW)	451.3078	444.8246	446.5335	V_{G4} (p.u)	1.0997	1.1000	1.0999
P_{G5} (MW)	451.1405	446.1754	443.8411	V_{G5} (p.u)	1.1000	1.1000	1.1000
P_{G11} (MW)	99.9998	99.9992	99.9993	V_{G11} (p.u)	1.0954	1.0990	1.0993
P_{G15} (MW)	193.3981	190.5629	188.6959	V_{G15} (p.u)	1.1000	1.1000	1.0993
P_{G17} (MW)	446.9078	439.3309	441.6877	V_{G17} (p.u)	1.1000	1.1000	1.1000
P_{G19} (MW)	194.8571	190.8661	189.4341	V_{G19} (p.u)	1.0599	1.0523	1.0590
P_{G22} (MW)	191.8038	190.0866	186.7558	V_{G22} (p.u)	1.0620	1.0589	1.0683
P_{G52} (MW)	188.5324	186.9000	185.9111	V_{G52} (p.u)	1.0661	1.0622	1.0668
P_{G80} (MW)	190.4592	184.5212	186.0970	V_{G80} (p.u)	1.1000	1.1000	1.0998
P_{G83} (MW)	187.8661	181.9296	183.6420	V_{G83} (p.u)	1.1000	1.1000	1.1000
P_{G98} (MW)	188.6026	183.2775	184.3464	V_{G98} (p.u)	1.1000	1.1000	1.1000
P_{G100} (MW)	600.0000	599.9998	600.0000	V_{G100} (p.u)	1.1000	1.1000	1.1000
P_{G101} (MW)	200.0000	200.0000	200.0000	V_{G101} (p.u)	1.1000	1.1000	1.1000
P_{G109} (MW)	100.0000	99.9995	99.9985	V_{G109} (p.u)	1.1000	1.1000	1.0998
P_{G111} (MW)	99.9976	100.0000	100.0000	V_{G111} (p.u)	1.0701	1.0650	1.0792
P_{WS1} (MW)	–	15.0000	15.0000	Q_{SVC68} (Mvar)	–	–	22.000
P_{WS2} (MW)	–	30.0000	29.9999	Q_{SVC89} (Mvar)	–	–	32.800
		Case 1		Case 2		Case 3	
Fuel cost (\$/h)		18914.105		18624.9978		18610.7234	
Power losses (MW)		57.8726		56.4733		54.9422	
Voltage deviation (p.u.)		4.9714		4.8197		4.5968	
Reserved real power		–		41.0227		41.0227	

Table 5
Comparison of solutions achieved using SMA and different methods for Case 7

Method	Fuel cost (\$/h)
Slime mould algorithm	18914.105
Differential evolution [34]	19203.340
Grey wolf optimizer [35]	19171.958
Hybrid GA-DE-PS [36]	19199.444
M-objective ant lion algorithm [37]	19355.859

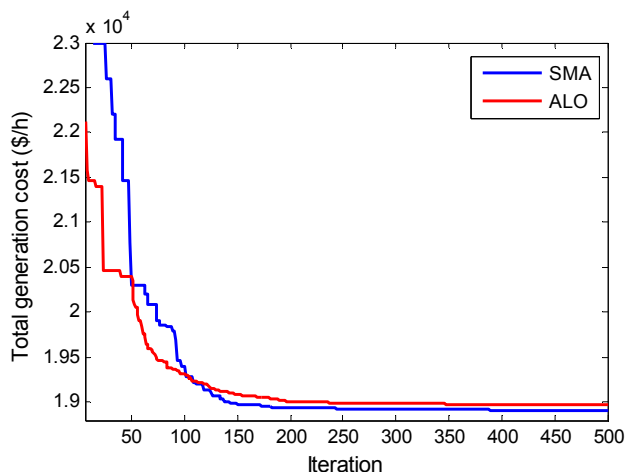


Fig. 7. Convergence characteristics of the SMA & ALO: Case 7

Case 8: Minimization of total fuel cost and wind power cost. In this case, SMA is applied to solve the OPF problem on the large-scale power system by incorporating stochastic wind power. The Algerian power system ALG 114-bus is considered by including two wind generators

located at busses 99 (Setif) and 107 (Djelfa). Moreover, the two wind farms (WF) consist of 40 units of wind turbine generation (WTG) are connected to the system at busses 10 and 24 with a nominal power rating of each WTG is 1.5 MW. Weibull settings for the sites that have been chosen are taken from [38]. The choice of the turbine has been set for General Electric GE 1,5-77 machines. The characteristics of this wind turbine are shown in Table 6.

Table 6

The characteristics of this wind turbine

Parameters	Wind turbine1	Wind turbine
k	1.425	2.008
c	4.083	5.178
d_r	1.75	2
P_{wr}	15 MW	30 MW
v_{cut-in}	3.5 m/s	3.5 m/s
v_{rated}	12 m/s	12 m/s
$v_{cut-off}$	25 m/s	25 m/s
$K_{p,i}$ (penalty factor)	1.5 \$/MWh	1.5 \$/MWh
$K_{r,j}$ (reserve factor)	3 \$/MWh	3 \$/MWh

Table 4 summarizes the best results reached by SMA to minimize total generation cost, reduce active power losses and improve the voltage profile by incorporating two wind farms. Based on the results achieved by the SMA in case 7 compared to case 8, the incorporation of wind farms into the system in the ALG 114 system gave more significant profit in TGC and reducing active power losses. The convergence characteristics of the SMA for case 8 are shown in Fig. 8. The convergence of the SMA is reached in the first 170 iterations, while the convergence of the ALO towards the optimal solution is reached at iteration 230.

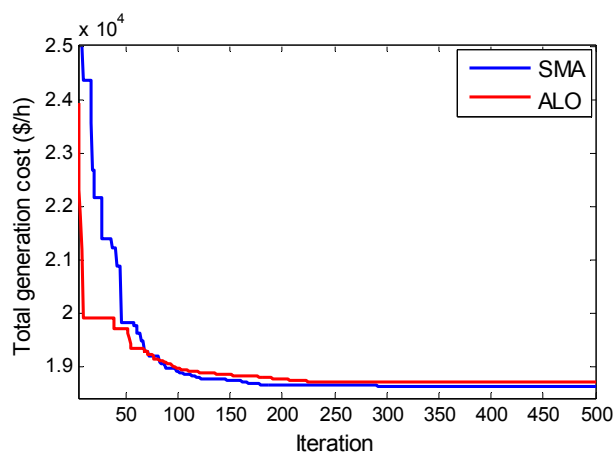


Fig. 8. Convergence characteristics of the SMA & ALO: Case 8

Case 9: Minimization of total fuel cost and wind power cost by considering the SVC device. In order to illustrate the effectiveness of the SMA in presence of SVC devices on the power system, the ALG 114-bus is considered by including two SVC devices at busses N°68 (Sedjerara) and bus N°89 (Souk Ahras). These locations of SVC devices are considered the optimal placement in the Algerian 114-bus system found by the SMA algorithm. After the results of the simulation, the installation of the SVC improved considerably the total generation cost, the active power loss. Figure 9 represents that the effect of SVC devices is significant in the Algerian 114-bus system to maintain the voltages within the acceptable limits.

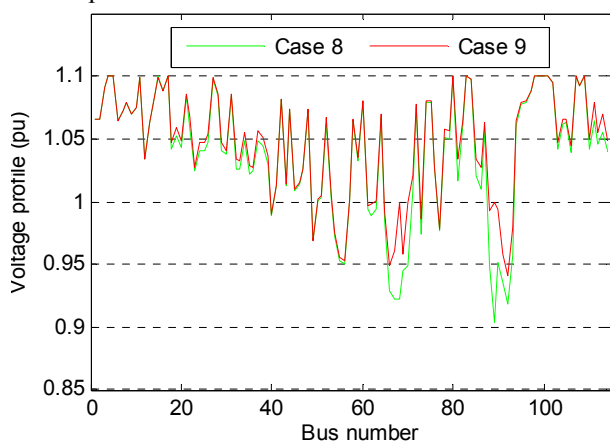


Fig. 9. Profile voltage magnitudes for case 8 and case 9

Conclusion. This paper proposed a recent metaheuristic technique called a slime mould algorithm to solve the optimal power flow problem incorporating stochastic wind power and static VAR compensator devices. In this study, nine cases have been considered and examined via the proposed algorithm on the IEEE 30-bus system and practical Algerian power system ALG 114-bus. The objective function solved is a minimization of the total generation cost that includes fuel cost and wind power cost. Also, the nature of the wind output function used is based on the Weibull probability distribution model. For the case without considering wind power and static VAR compensator devices, it is worth mentioning that the proposed algorithm is capable of achieving and getting the best global optimal solution for

both of the testing systems compared to the other methods in the literature mentioned in this paper. With considering wind power and SVC devices, the numerical results obtained show a better performance of the proposed algorithm to solve the optimal power flow problem compared to the ant lion optimizer algorithm. Additionally, incorporating the wind power and static VAR compensator device has a high influence on the power system through minimize the total generation cost, reduce the active power loss as well as improve the voltage profile. Thus, the results obtained prove the merits and efficiency of the proposed algorithm to solve the stochastic optimal power flow problem.

REFERENCES

1. Bhatia S.C. Energy resources and their utilization. *Advanced Renewable Energy Systems*, pp. 1–31, 2014. doi: [10.1016/B978-1-78242-269-3.50001-2](https://doi.org/10.1016/B978-1-78242-269-3.50001-2).
2. Talari S., Shafie-khah M., Osório G.J., Aghaei J., Catalão J.P.S. Stochastic modelling of renewable energy sources from operators' point-of-view: A survey. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2018, vol. 81, part 2, pp. 1953-1965. doi: [10.1016/j.rser.2017.06.006](https://doi.org/10.1016/j.rser.2017.06.006).
3. Roy R., Jadhav H.T. Optimal power flow solution of power system incorporating stochastic wind power using Gbest guided artificial bee colony algorithm. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2015, vol. 64, pp. 562-578. doi: [10.1016/j.ijepes.2014.07.010](https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2014.07.010).
4. Elattar E.E. Optimal Power Flow of a Power System Incorporating Stochastic Wind Power Based on Modified Moth Swarm Algorithm. *IEEE Access*, 2019, vol. 7, pp. 89581-89593. doi: [10.1109/ACCESS.2019.2927193](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2927193).
5. Biswas P.P., Suganthan P.N., Amaratunga G.A.J. Optimal power flow solutions incorporating stochastic wind and solar power. *Energy Conversion and Management*, 2017, vol. 148, pp. 1194-1207. doi: [10.1016/j.enconman.2017.06.071](https://doi.org/10.1016/j.enconman.2017.06.071).
6. Panda A., Tripathy M. Security constrained optimal power flow solution of wind-thermal generation system using modified bacteria foraging algorithm. *Energy*, 2015, vol. 93, pp. 816-827. doi: [10.1016/j.energy.2015.09.083](https://doi.org/10.1016/j.energy.2015.09.083).
7. Ahmad M., Javaid N., Niaz I.A., Shafiq S., Rehman O.U., Hussain H.M. Application of bird swarm algorithm for solution of optimal power flow problems. *12-th International Conference on Complex, Intelligent, and Software Intensive Systems (CISIS-2018). Advances in Intelligent Systems and Computing*, vol 772, pp. 280-291. Springer, Cham. doi: [10.1007/978-3-319-93659-8_25](https://doi.org/10.1007/978-3-319-93659-8_25).
8. Duman S., Li J., Wu L., Guvenc U. Optimal power flow with stochastic wind power and FACTS devices: a modified hybrid PSO-GSA with chaotic maps approach. *Neural Computing and Applications*, 2019, vol. 32, no. 12, pp. 8463-8492. doi: [10.1007/s00521-019-04338-y](https://doi.org/10.1007/s00521-019-04338-y).
9. El-Fergany A.A., Hasanien H.M. Salp swarm optimizer to solve optimal power flow comprising voltage stability analysis. *Neural Computing and Applications*, 2019, vol. 32, no. 9, pp. 5267-5283. doi: [10.1007/s00521-019-04029-8](https://doi.org/10.1007/s00521-019-04029-8).
10. Mohamed A.-A.A., Mohamed Y.S., El-Gaafary A.A., Hemeida A.M. Optimal power flow using moth swarm algorithm. *Electric Power Systems Research*, 2017, vol. 142, pp. 190-206. doi: [10.1016/j.epsr.2016.09.025](https://doi.org/10.1016/j.epsr.2016.09.025).
11. Biswas P.P., Suganthan P.N., Mallipeddi R., Amaratunga G.A.J. Optimal power flow solutions using differential evolution algorithm integrated with effective constraint handling techniques. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 2018, vol. 68, pp. 81-100. doi: [10.1016/j.engappai.2017.10.019](https://doi.org/10.1016/j.engappai.2017.10.019).
12. Surender Reddy S., Srinivasa Rathnam C. Optimal Power Flow using Glowworm Swarm Optimization. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2016, vol. 80, pp. 128-139. doi: [10.1016/j.ijepes.2016.01.036](https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2016.01.036).

13. Abaci K., Yamacli V. Differential search algorithm for solving multi-objective optimal power flow problem. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2016, vol. 79, pp. 1-10. doi: **10.1016/j.ijepes.2015.12.021**.
14. Trivedi I.N., Jangir P., Parmar S.A., Jangir N. Optimal power flow with voltage stability improvement and loss reduction in power system using Moth-Flame Optimizer. *Neural Computing and Applications*, 2016, vol. 30, no. 6, pp. 1889-1904. doi: **10.1007/s00521-016-2794-6**.
15. Pulluri H., Naresh R., Sharma V. A solution network based on stud krill herd algorithm for optimal power flow problems. *Soft Computing*, 2016, vol. 22, no. 1, pp. 159-176. doi: **10.1007/s00500-016-2319-3**.
16. Jadon S.S., Bansal J.C., Tiwari R., Sharma H. Artificial bee colony algorithm with global and local neighborhoods. *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, 2014, vol. 9, no. 3, pp. 589-601. doi: **10.1007/s13198-014-0286-6**.
17. Duman S. Symbiotic organisms search algorithm for optimal power flow problem based on valve-point effect and prohibited zones. *Neural Computing and Applications*, 2016, vol. 28, no. 11, pp. 3571-3585. doi: **10.1007/s00521-016-2265-0**.
18. Bouchekara H.R.E.H., Chaib A.E., Abido M.A., El-Sehiemy R.A. Optimal power flow using an Improved Colliding Bodies Optimization algorithm. *Applied Soft Computing*, 2016, vol. 42, pp. 119-131. doi: **10.1016/j.asoc.2016.01.041**.
19. Hariharan T., Sundaram K.M. Optimal Power Flow Using Firefly Algorithm with Unified Power Flow Controller. *Circuits and Systems*, 2016, vol. 07, no. 08, pp. 1934-1942. doi: **10.4236/cs.2016.78168**.
20. Bouchekara H.R.E.H. Optimal power flow using black-hole-based optimization approach. *Applied Soft Computing*, 2014, vol. 24, pp. 879-888. doi: **10.1016/j.asoc.2014.08.056**.
21. Bouchekara H.R.E.H., Abido M.A., Chaib A.E., Mehasni R. Optimal power flow using the league championship algorithm: A case study of the Algerian power system. *Energy Conversion and Management*, 2014, vol. 87, pp. 58-70. doi: **10.1016/j.enconman.2014.06.088**.
22. Mohan T.M., Nireekshana T. A Genetic algorithm for solving optimal power flow problem. *Proceedings 2019 3rd International conference on Electronics, Communication and Aerospace Technology (ICECA)*, 2019, pp. 1438-1440. doi: **10.1109/ICECA.2019.8822090**.
23. Bentouati B., Chetthi S., Jangir P., Trivedi I.N. A solution to the optimal power flow using multi-verse optimizer. *Journal of Electrical Systems*, 2016, vol. 12, no. 4, pp. 716-733.
24. Ren P., Li N. Optimal power flow solution using the Harmony search algorithm. *Applied Mechanics and Materials*, 2014, vol. 599-601, pp. 1938-1941. doi: **10.4028/www.scientific.net/AMM.599-601.1938**.
25. Ghosh I., Roy P.K. Application of earthworm optimization algorithm for solution of optimal power flow. *2019 International Conference on Opto-Electronics and Applied Optics (Optronix)*, 2019, vol. 1, no. 1, pp. 1-6. doi: **10.1109/OPTRONIX.2019.8862335**.
26. Hetzer J., Yu D.C., Bhattarai K. An Economic Dispatch Model Incorporating Wind Power. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, vol. 23, no. 2, pp. 603-611. doi: **10.1109/tec.2007.914171**.
27. Makhloufi S., Mekhaldi A., Tegar M. Three powerful nature-inspired algorithms to optimize power flow in Algeria's Adrar power system. *Energy*, 2016, vol. 116, pp. 1117-1130. doi: **10.1016/j.energy.2016.10.064**.
28. Panda A., Tripathy M. Optimal power flow solution of wind integrated power system using modified bacteria foraging algorithm. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2014, vol. 54, pp. 306-314. doi: **10.1016/j.ijepes.2013.07.018**.
29. Teeparthi K., Vinod Kumar D.M. Multi-objective hybrid PSO-APO algorithm based security constrained optimal power flow with wind and thermal generators. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 2017, vol. 20, no. 2, pp. 411-426. doi: **10.1016/j.jestch.2017.03.002**.
30. Li S., Chen H., Wang M., Heidari A.A., Mirjalili S. Slime mould algorithm: A new method for stochastic optimization. *Future Generation Computer Systems*, 2020, vol. 111, pp. 300-323. doi: **10.1016/j.future.2020.03.055**.
31. Kouadri R., Slimani L., Bouktir T., Musirin I. Optimal Power Flow Solution for Wind Integrated Power in presence of VSC-HVDC Using Ant Lion Optimization. *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, 2018, vol. 12, no. 2, p. 625. doi: **10.11591/ijeecs.v12.i2.pp625-633**.
32. Attia A.-F., El Sehiemy R.A., Hasanien H.M. Optimal power flow solution in power systems using a novel Sine-Cosine algorithm. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2018, vol. 99, pp. 331-343. doi: **10.1016/j.ijepes.2018.01.024**.
33. Haddi S., Bouketir O., Bouktir T. Improved Optimal Power Flow for a Power System Incorporating Wind Power Generation by Using Grey Wolf Optimizer Algorithm. *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, 2018, vol. 16, no. 4, pp. 471-488. doi: **10.15598/aeec.v16i4.2883**.
34. Slimani L., Bouktir T. Optimal Power Flow Solution of the Algerian Electrical Network using Differential Evolution Algorithm. *TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control)*, 2012, vol. 10, no. 2, p. 199. doi: **10.12928/telkomnika.v10i2.778**.
35. Kouadri R., Musirin I., Slimani L., Bouktir T. OPF for large scale power system using ant lion optimization: a case study of the Algerian electrical network. *IAES International Journal of Artificial Intelligence (IJ-AI)*, 2020, vol. 9, no. 2, p. 252. doi: **10.11591/ijai.v9.i2.pp252-260**.
36. Mahdad B., Srairi K. Solving practical economic dispatch using hybrid GA-DE-PS method. *International Journal of System Assurance Engineering and Management*, 2013, vol. 5, no. 3, pp. 391-398. doi: **10.1007/s13198-013-0180-7**.
37. Herbadji O., Slimani L., Bouktir T. Optimal power flow with four conflicting objective functions using multiobjective ant lion algorithm: A case study of the algerian electrical network. *Iranian Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 2019, vol. 15, no. 1, pp. 94-113. doi: **10.22068/IJEEE.15.1.94**.
38. Derai A., Diaf A.K.S. Etude de faisabilité technico-économique de fermes éoliennes en Algérie. *Rev. des Energies Renouvelables*, 2017, vol. 20, no. 4, pp. 693-712. (Fra).

Received 11.08.2020
Accepted 02.11.2020
Published 24.12.2020

Ramzi Kouadri¹, Ph.D Student,
Linda Slimani¹, Professor,
Tarek Bouktir¹, Professor,
¹ Department of Electrical Engineering,
University of Ferhat Abbas Setif 1,
19000, Setif, Algeria.
e-mail: ramzikouadri@univ-setif.dz,
slimanibinda@gmail.com,
bouktir@univ-setif.dz

А.В. Красножон, Р.О. Буйний, І.В. Діхтярук, А.О. Квицинський

ДОСЛІДЖЕННЯ РОЗПОДІЛУ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ДІЮЧОЇ ДВОКОЛОВОЇ ЛЕП 110 кВ «ЧТЕЦ – ЧЕРНІГІВСЬКА-330» У ЗОНІ ЖИТЛОВОЇ ЗАБУДОВИ ТА МЕТОДІВ ЙОГО ЗМЕНШЕННЯ ДО БЕЗПЕЧНОГО РІВНЯ

За існуючих та перспективних електричних навантажень досліджено рівень магнітного поля двоковолової повітряної ЛЕП напругою 110 кВ «ЧТЕЦ – Чернігівська-330», яка проходить по території одноповерхової та багатоповерхової забудови у м. Чернігів. Показано, що індукція магнітного поля в зоні забудови та на межі охоронної зони може перевищувати безпечний для людини рівень, особливо у випадку роботи ЛЕП у одноколовому режимі. Визначено безпечні умови для проживання населення поблизу даної ЛЕП, зокрема, безпечну відстань від осі траси ЛЕП до місць розташування одноповерхових та багатоповерхових будинків. Показано, що застосування векторної компенсації дозволяє досягти значного зменшення рівня магнітного поля. Бібл. 16, рис. 19.

Ключові слова: повітряна ЛЕП, електричні навантаження, індукція магнітного поля, житлова забудова.

При существующих и перспективных электрических нагрузках исследовано уровень магнитного поля двухцепной воздушной ЛЭП напряжением 110 кВ «ЧТЕЦ – Черниговская-330», которая проходит по территории одноэтажной и многоэтажной застройки в г. Чернигов. Показано, что индукция магнитного поля в зоне застройки и на границе охранный зоны может превышать безопасный для человека уровень, особенно в случае работы ЛЭП в одноцепном режиме. Определены безопасные условия для проживания населения вблизи данной ЛЭП, в частности, безопасное расстояние от оси трассы ЛЭП до мест размещения одноэтажных и многоэтажных домов. Показано, что применение векторной компенсации позволяет достичь значительного уменьшения уровня магнитного поля. Библ. 16, рис. 19.

Ключевые слова: воздушная ЛЭП, электрические нагрузки, индукция магнитного поля, жилая застройка.

Вступ. Останнім часом все більше уваги приділяється питанням впливу магнітного поля на людину. Одним із потужних джерел магнітного поля промислової частоти є повітряні ЛЕП, поруч з якими можуть бути розташовані житлові будинки або офісні приміщення. Люди, які постійно проживають чи працюють поблизу ЛЕП, знаходяться в зоні дії магнітного поля. В розвинених країнах світу, таких, як США, Канада, Франція, Швеція та ін. діють достатньо жорсткі обмеження щодо рівня індукції магнітного поля промислової частоти, постійно проводиться його моніторинг в будівлях та просто неба поблизу повітряних та кабельних ЛЕП, на території підстанцій та поза їх межами. Існує ряд медичних досліджень, які свідчать про те, що магнітне поле діє на живі організми на клітинному рівні, при цьому зазначається, що тривала дія навіть слабого магнітного поля з часом призводить до різноманітних проблем зі здоров'ям [1]. Так, згідно рекомендацій Всесвітньої організації охорони здоров'я допустимим при довготривалому впливі на населення є рівень магнітної індукції 0,2-0,4 μT .

В усьому світі приділяють багато уваги проблемі зменшення рівня магнітного поля [2, 3] для мінімізації його впливу на навколишнє середовище. Окремо слід зазначити, що в Україні проблема нормування рівня магнітного поля не є вирішеною остаточно; оскільки в ПУЕ [4] міститься норма лише для магнітного поля кабельних ліній, яка становить 0,5 μT всередині житлових приміщень. У роботі [5] розглянуто проблему розрахунку наведених втрат в повітряних ЛЕП і показано, що зменшення магнітного поля також призводить до підвищення ефективності передачі електричної енергії.

Особливо актуальною проблема зменшення магнітного поля стає в умовах зростання електричних навантажень. У великих містах постійно ведеться будівництво нових мікрорайонів, споруджуються цілі

квартали та житлові комплекси з багатоповерховими та одноповерховими будинками, відповідною інфраструктурою – торгівельно-розважальними комплексами, підприємствами комерційної та комунально-побутової сфери, промисловими підприємствами тощо. В результаті цього навантаження існуючих повітряних ЛЕП, за допомогою яких здійснюється живлення таких міст та окремих районів зростає. Так, в м. Чернігів у останні 15 років ведеться активне будівництво нових житлових районів, таких, як Масани та Н. Подусівка. Живлення цих районів здійснюється через підстанції, що під'єднані до діючої двоковолової повітряної ЛЕП 110 кВ «ЧТЕЦ – Чернігівська-330», відповідно, навантаження цієї лінії за останні роки помітно зросло і в перспективі продовжуватиме зростати. Вищезазначена ЛЕП проходить крізь зону житлової забудови, в якій розташовано багатоповерхові та одноповерхові будинки. Тому виникає необхідність у визначенні безпечних умов проживання населення м. Чернігова на території, що прилягає до зазначеної ЛЕП, а також, в разі потреби, вибору методів зменшення магнітного поля до безпечного рівня.

Слід зазначити, що проблема дослідження магнітного поля повітряних ЛЕП [6, 7], а також методів його зменшення, активно вивчається в Україні та світі. Так, в роботах [8, 9] розглянуто та проаналізовано розподіл індукції магнітного поля ЛЕП в зонах житлової забудови у загальному випадку. При цьому слід зазначити, що подібний аналіз необхідно проводити також і для конкретної ЛЕП з врахуванням умов її експлуатації, поточних та перспективних навантажень, режимів роботи, віддалення житлових будинків від траси ЛЕП та межі охоронної зони, особливостей забудови у житловій зоні поблизу ЛЕП (одноповерхова, багатоповерхова) тощо.

Для дотримання умов безпечного проживання населення поблизу повітряних ЛЕП необхідно прово-

© А.В. Красножон, Р.О. Буйний, І.В. Діхтярук, А.О. Квицинський

дити оцінку відстані від траси ЛЕП, на якій слід розташовувати одноповерхові та багатоповерхові будинки. Однак, такі заходи є доцільними на етапі проектування нових повітряних ЛЕП або при планування забудови вільних земельних ділянок поблизу ЛЕП. Разом з тим в містах часто має місце ситуація, коли повітряна ЛЕП уже проходить в безпосередній близькості від житлових будинків, які можуть бути розташовані навіть в охоронній зоні ЛЕП. За такої умови при значному навантаженні ЛЕП необхідно застосувати технології зменшення рівня магнітного поля на території житлової забудови.

Існує цілий ряд методів зменшення рівня магнітного поля повітряних ЛЕП, які розглянуто у роботах [10, 11]. Серед таких, що можуть бути застосовані до діючих ЛЕП, слід виділити екранування та оптимізацію геометрії підвісу провідників (метод векторної компенсації). Останній метод може бути досить ефективним, як зазначається у [10].

У випадку двоколової повітряної ЛЕП розташування фаз різних кіл на опорі зазвичай обирають однаковим у відповідності з рис. 1.

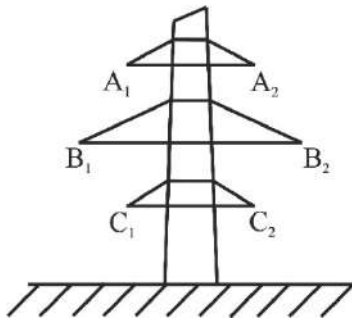


Рис. 1. Типове розташування фаз двох кіл на опорі двоколової повітряної ЛЕП

Такий варіант розташування фаз забезпечує найбільший рівень магнітного поля в просторі навколо ЛЕП. Найбільш ефективним з точки зору зменшення рівня магнітного поля є розташування фаз двох кіл у дзеркальній симетрії [10], як це показано на рис. 2.

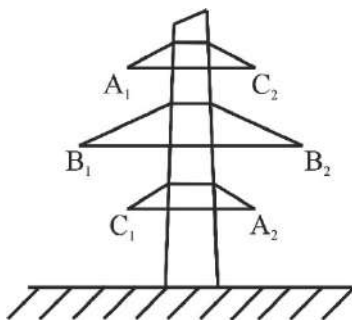


Рис. 2. Дзеркальне розташування фаз двох кіл на опорі двоколової повітряної ЛЕП

Цей метод зменшення рівня магнітного поля двоколової ЛЕП достатньо легко реалізувати на практиці, однак, його ефективність для кожної ЛЕП може виявитись різною в залежності від геометрії конкретної лінії.

Метою статті є визначення умов для безпечного проживання населення за рівнем магнітного поля вздовж траси двоколової ЛЕП 110 kV «ЧТЕЦ – Черні-

гівська-330» з урахуванням реальних режимів її роботи та розробка рекомендацій зі зменшення магнітного поля цієї ЛЕП до нормативного рівня.

Основні матеріали дослідження. Розрахунок електричного та магнітного поля повітряних та кабельних ЛЕП виконано у відповідності до методики [12], яку обґрунтовано в роботі [13].

Згідно з методикою [12], для деякої розрахункової точки $P(x_p, y_p)$ слід визначити діючі значення компонент або просторових складових вектора індукції магнітного поля від струму у кожному з фазних провідників ЛЕП за формулами:

$$B_{xA} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \sum_{k=1}^2 \frac{I_k \cdot (y_p - y_{Ak})}{(x_p - x_{Ak})^2 + (y_p - y_{Ak})^2}; \quad (1)$$

$$B_{xB} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \sum_{k=1}^2 \frac{I_k \cdot (y_p - y_{Bk})}{(x_p - x_{Bk})^2 + (y_p - y_{Bk})^2}; \quad (2)$$

$$B_{xC} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \sum_{k=1}^2 \frac{I_k \cdot (y_p - y_{Ck})}{(x_p - x_{Ck})^2 + (y_p - y_{Ck})^2}; \quad (3)$$

$$B_{yA} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \sum_{k=1}^2 \frac{I_k \cdot (x_p - x_{Ak})}{(x_p - x_{Ak})^2 + (y_p - y_{Ak})^2}; \quad (4)$$

$$B_{yB} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \sum_{k=1}^2 \frac{I_k \cdot (x_p - x_{Bk})}{(x_p - x_{Bk})^2 + (y_p - y_{Bk})^2}; \quad (5)$$

$$B_{yC} = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \sum_{k=1}^2 \frac{I_k \cdot (x_p - x_{Ck})}{(x_p - x_{Ck})^2 + (y_p - y_{Ck})^2}; \quad (6)$$

де I_k – струм у фазі k -го кола ЛЕП, A ; x_{Ak}, y_{Ak} – координати розташування фази A k -го кола ЛЕП; x_{Bk}, y_{Bk} – координати розташування фази B k -го кола ЛЕП; x_{Ck}, y_{Ck} – координати розташування фази C k -го кола ЛЕП; μ_0 – магнітна проникність вакууму ($4\pi \cdot 10^{-7}$ Н/м).

Також у формулах (1) – (6) враховано, що ЛЕП, яку планується розглядати, є двоколовою.

Діюче значення компонент або просторових складових вектора магнітної індукції в розрахунковій точці знаходять за виразами:

$$B_x(x_p, y_p) = [B_{xA}^2 + B_{xB}^2 + B_{xC}^2 - B_{xA} \cdot B_{xB} - B_{xB} \cdot B_{xC} - B_{xC} \cdot B_{xA}]^{0.5} \quad (7)$$

$$B_y(x_p, y_p) = [B_{yA}^2 + B_{yB}^2 + B_{yC}^2 - B_{yA} \cdot B_{yB} - B_{yB} \cdot B_{yC} - B_{yC} \cdot B_{yA}]^{0.5} \quad (8)$$

Діюче значення індукції магнітного поля в розрахунковій точці знаходимо з виразу:

$$B(x_p, y_p) = \sqrt{B_x(x_p, y_p)^2 + B_y(x_p, y_p)^2}. \quad (9)$$

Повітряні ЛЕП часто проходять через зони з щільною багатоповерховою та одноповерховою забудовою, особливо у великих містах, серед яких є і м. Чернігів. Одним з таких прикладів є двоколова ЛЕП 110 kV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330», структурна схема якої зображена на рис. 3.

Окремі ділянки цієї ЛЕП в зонах щільної житлової забудови виконані на опорах типу У110–2 та ПБ110–2. Габарит даної ПЛІ згідно її поопорної схеми становить 7,3 м (мінімальна відстань від нижнього

проводу ЛЕП до землі). Усі необхідні для розрахунку магнітного поля ЛЕП геометричні розміри наведено на рис. 4, 5 для ділянок на опорах У110-2 та ПБ110-2 відповідно.

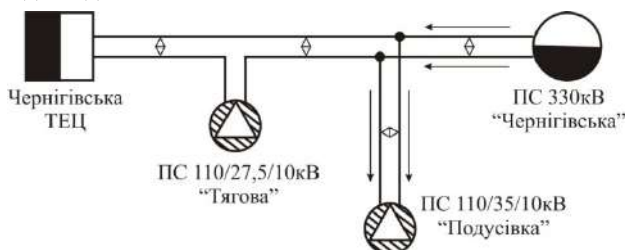


Рис. 3. Структурна схема електричної мережі з повітряною ЛЕП 110 кV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330»

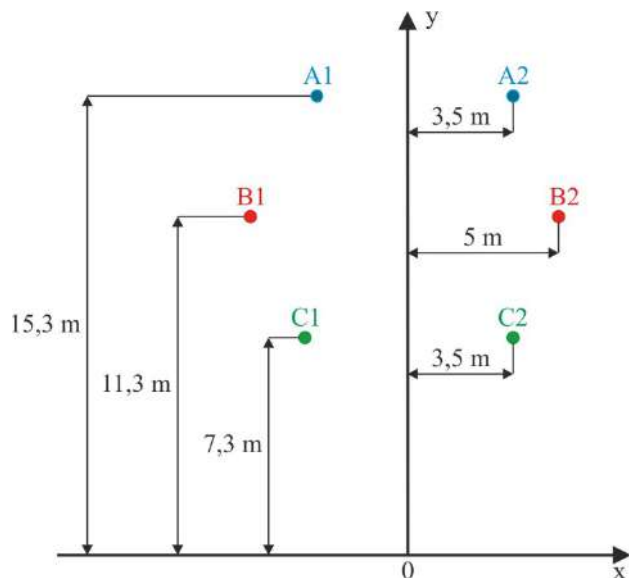


Рис. 4. Геометрична модель ділянки ЛЕП 110 кV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» на опорах У110-2

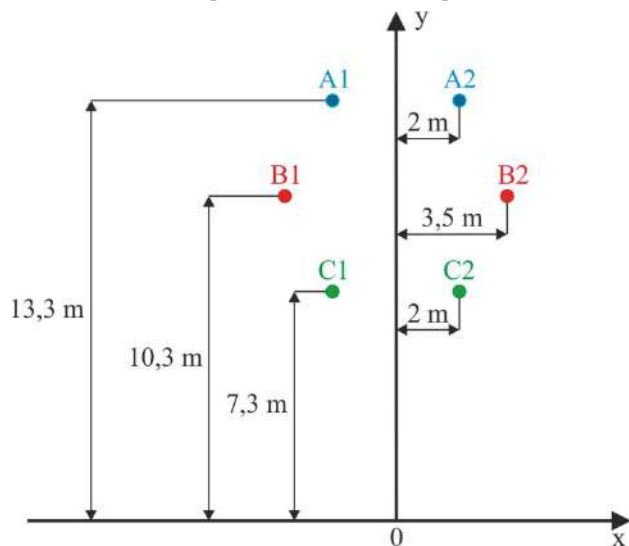
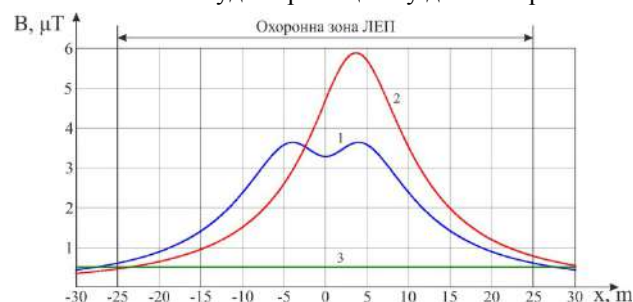


Рис. 5. Геометрична модель ділянки ЛЕП 110 кV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» на опорах ПБ110-2

Розрахунок рівня магнітного поля для ділянки вищезазначеної ЛЕП, виконаної на опорах У110-2, виконано на рівні 1,8 м від поверхні землі в напрямку, перпендикулярному трасі ЛЕП. Згідно даних АТ «Чернігівобленерго» про електричні навантаження розрахунковий максимальний струм одного кола

ПЛ 110 кV складає біля 150 А, який протягом доби може несуттєво змінюватися. У разі ремонту або аварійного відключення одного кола, друге коло візьме на себе усе навантаження – біля 300 А.

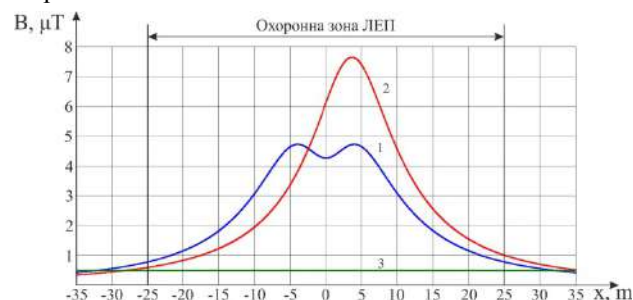
Результати розрахунку розподілу індукції магнітного поля ЛЕП вздовж координати «x» показано на рис. 6. Очевидно, що на межі охоронної зони ЛЕП (при $x = \pm 25$ м) індукція магнітного поля практично відповідає нормативному значенню 0,5 μT за умови діючого значення струму 150 А в фазах обох кіл. Однак, за умови відключення одного кола індукція на межі охоронної зони з правої сторони ЛЕП (з боку кола, що працює) становить 0,77 μT , а точка з безпечним значенням індукції знаходиться на відстані 30 м від осі траси ЛЕП. Також слід зазначити, що окремі приватні житлові будинки, зокрема, двоповерхові, розташовані практично під крайніми фазами даної ЛЕП. В такому випадку нормативне значення індукції магнітного поля буде перевищено у декілька разів.



1 – за діючого значення струму у фазах обох кіл 150 А;
2 – за відключення одного кола (діюче значення струму другого кола 300 А);
3 – лінія нормативного рівня індукції 0,5 μT .

Рис. 6. Розподіл індукції магнітного поля повітряної ЛЕП 110 кV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» на рівні 1,8 м від поверхні землі вздовж координати «x» для ділянки, виконаної на опорах типу У110-2

Згідно з прогнозованим рівнем зростання навантажень на 10 років [14], струм на ділянці даної двоколової ЛЕП може збільшитись до 195 А на кожне коло. Результати розрахунку для такого випадку показано на рис. 7.



1 – за діючого значення струму у фазах обох кіл 195 А;
2 – за відключення одного кола (діюче значення струму другого кола 390 А);
3 – лінія нормативного рівня індукції 0,5 μT .

Рис. 7. Індукція магнітного поля повітряної ЛЕП 110 кV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» для ділянки, виконаної на опорах типу У110-2 за прогнозованого зростання електричних навантажень

Криві на рис. 7 свідчать про ще більший рівень індукції магнітного поля за перспективного зростання

електричних навантажень. Так, при рівномірному навантаженні обох кіл індукція на межі охоронної зони може сягати $0,77 \mu\text{T}$, а при відключенні одного кола взагалі дорівнює $1,0 \mu\text{T}$, безпечне значення індукції відповідає відстані від осі ЛЕП 32 m та 35 m відповідно, тобто за межею охоронної зони.

З вищезазначеного можна зробити висновок, що варто обмежувати в часі одноколовий режим роботи даної ЛЕП, оскільки він характеризується суттєвим підвищенням рівня магнітного поля з боку кола, яке працює.

Як було зазначено вище, одним з варіантів зменшення індукції магнітного поля ЛЕП може бути застосування векторної компенсації за рахунок дзеркального розташування фаз двох кіл, результати відповідних розрахунків наведено на рис. 8, 9 (у порівнянні з традиційним варіантом розташування фаз).



- 1 – за типового розташування фаз двох кіл;
- 2 – за дзеркального розташування фаз двох кіл;
- 3 – лінія нормативного рівня індукції $0,5 \mu\text{T}$.

Рис. 8. Розподіл індукції магнітного поля повітряної ЛЕП 110 kV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» на рівні $1,8 \text{ m}$ від поверхні землі вздовж координати « x » для ділянки, виконаної на опорах типу У110-2, при типовому та дзеркальному розташуванні фаз кіл (діюче значення струму у фазах обох кіл 150 A)

Очевидно, що безпечне значення індукції $0,5 \mu\text{T}$ при дзеркальному розташуванні фаз двох кіл і струмі фази одного кола 150 A досягається на відстані $16,5 \text{ m}$ від осової лінії траси ЛЕП, тобто в межах її охоронної зони.



- 1 – за типового розташування фаз двох кіл;
- 2 – за дзеркального розташування фаз двох кіл;
- 3 – лінія нормативного рівня індукції $0,5 \mu\text{T}$.

Рис. 9. Розподіл індукції магнітного поля повітряної ЛЕП 110 kV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» на рівні $1,8 \text{ m}$ від поверхні землі вздовж координати « x » для ділянки, виконаної на опорах типу У110-2, при типовому та дзеркальному розташуванні фаз кіл (діюче значення струму у фазах обох кіл 195 A)

Таким чином, навіть за прогнозованого зростання електричних навантажень, векторна компенсація

дозволить ефективно зменшити рівень магнітного поля двоколової ЛЕП 110 kV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» (точка з безпечним для людини рівнем індукції знаходиться в межах охоронної зони на відстані $18,3 \text{ m}$ від осі ЛЕП).

В зоні проходження даної ЛЕП на відстані 20 m від її осі симетрії знаходиться житловий багатоповерховий будинок висотою біля 20 m . На рис. 10 показано розташування будинку, а також розташування системи координат для розрахунку індукції магнітного поля на фасаді будинку вздовж координати « y ».

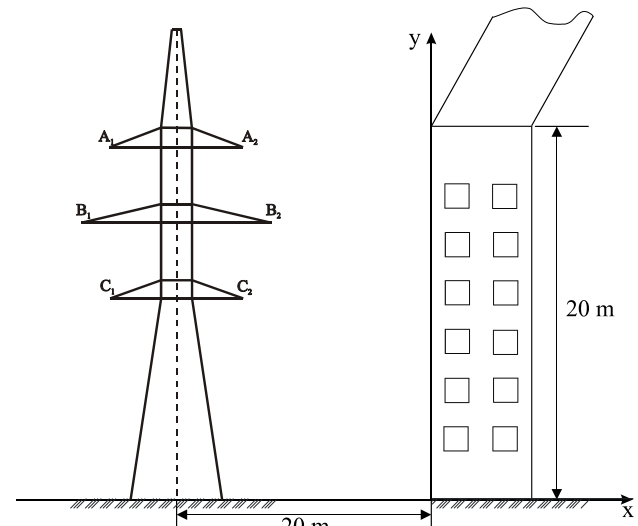
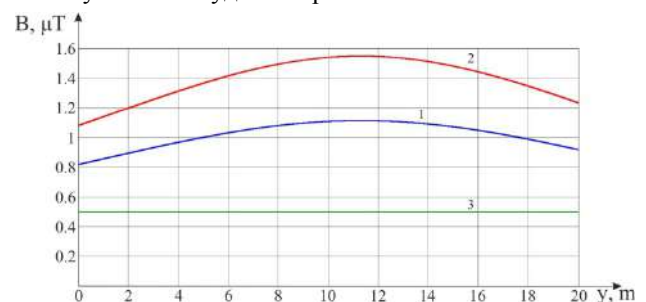


Рис. 10. Розташування багатоповерхового житлового будинку в охоронній зоні двоколової ЛЕП 110 kV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330»

Результати розрахунку розподілу індукції магнітного поля на фасаді житлового будинку вздовж координати « y » показано на рис. 11.

Як видно з рис. 11, на фасаді багатоповерхівки нормативне значення індукції у $0,5 \mu\text{T}$ значно перевищено більш, ніж у 2 рази при рівномірному навантаженні обох кіл, та більше, ніж у 3 рази за умови відключення одного з кіл. При цьому в [15, 16] та ряді інших досліджень зазначається, що магнітне поле проникає у житлові будинки практично без послаблення.

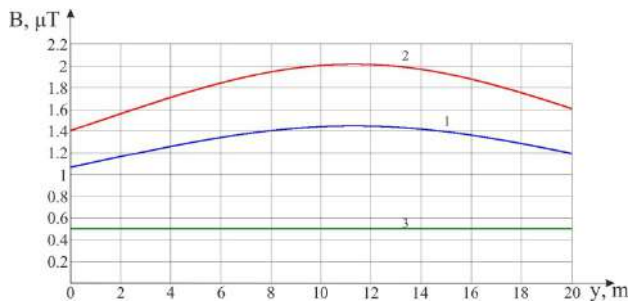


- 1 – за діючого значення струму у фазах обох кіл 150 A ;
- 2 – за відключення одного кола (діюче значення струму другого кола 300 A);
- 3 – лінія нормативного рівня індукції $0,5 \mu\text{T}$.

Рис. 11. Індукція магнітного поля повітряної ЛЕП 110 kV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» на фасаді багатоповерхового будинку

Аналогічні графіки побудовані і для перспективних електричних навантажень (див. рис. 12).

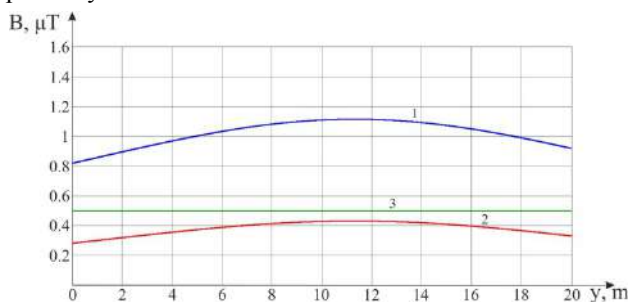
З кривої 2 на рис. 12, яка відповідає одноколовому режиму роботи, видно, що при $y = 11$ м спостерігається перевищення норми індукції магнітного поля у 4 рази. Очевидно, тут необхідно обов'язково застосувати технології зменшення рівня магнітного поля.



- 1 – за діючого значення струму у фазах обох кіл 195 А;
- 2 – за відключення одного кола (діюче значення струму другого кола 390 А);
- 3 – рівень індукції 0,5 μT .

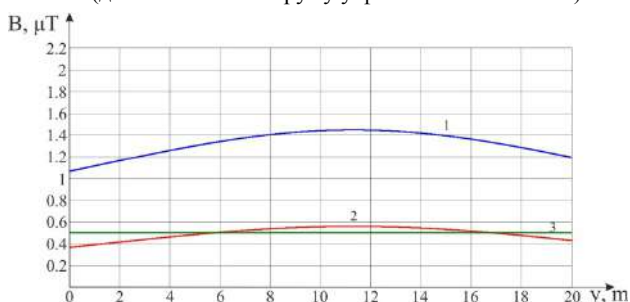
Рис. 12. Індукція магнітного поля повітряної ЛЕП 110 кВ «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» на фасаді багатоповерхового будинку за прогнозованого зростання електричних навантажень

На рис. 13, 14 показано результати відповідних розрахунків за умови дзеркального розташування фаз двох кіл ЛЕП у порівнянні зі звичайним варіантом їх розташування.



- 1 – за типового розташування фаз двох кіл;
- 2 – за дзеркального розташування фаз двох кіл;
- 3 – лінія нормативного рівня індукції 0,5 μT .

Рис. 13. Індукція магнітного поля повітряної ЛЕП 110 кВ «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» на фасаді багатоповерхового будинку при типовому та дзеркальному розташуванні фаз кіл (діюче значення струму у фазах обох кіл 150 А)



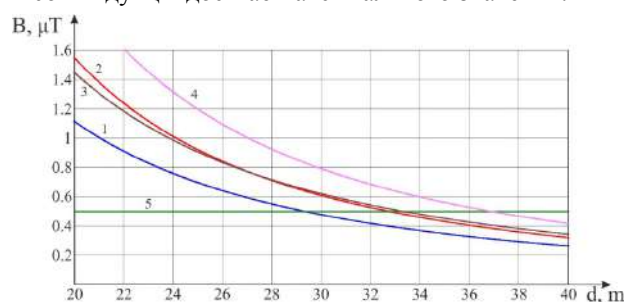
- 1 – за типового розташування фаз двох кіл;
- 2 – за дзеркального розташування фаз двох кіл;
- 3 – лінія нормативного рівня індукції 0,5 μT .

Рис. 14. Індукція магнітного поля повітряної ЛЕП 110 кВ «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» на фасаді багатоповерхового будинку при типовому та дзеркальному розташуванні фаз кіл (діюче значення струму у фазах обох кіл 195 А)

Розташування фаз у дзеркальній симетрії дозволяє ефективно зменшувати магнітне поле на фасаді

житлового будинку. За струмів фазах обох кіл, рівних 150 А, перевищення нормативного значення індукції відсутнє в жодній точці, а за перспективного струму 195 А буде мати місце незначне перевищення. Очевидно, що при подальшому зростанні струму фаз (понад 195 А) векторної компенсації буде уже недостатньо і потрібно застосовувати додатково інші способи зменшення індукції, наприклад, екранування.

Якщо не застосовувати векторної компенсації, то очевидно, що необхідно визначити безпечну відстань від осі ЛЕП до фасадів багатоповерхових житлових будинків, яка буде більшою за 20 м. Результати відповідного розрахунку показано на рис. 15. Прийнято, що фасад багатоповерхового будинку може бути розташований на відстані від 20 м до 40 м, а значення індукції розраховано для точки на висоті 11,3 м, оскільки графіки на рис. 11, 12 свідчать, що саме на цій висоті індукція досягає максимального значення.



- 1 – за діючого значення струму у фазах обох кіл 150 А;
- 2 – за відключення одного кола (діюче значення струму другого кола 300 А);
- 3 – за діючого значення струму у фазах обох кіл 195 А;
- 4 – за відключення одного кола (діюче значення струму другого кола 390 А);
- 5 – лінія нормативного рівня індукції 0,5 μT .

Рис. 15. Індукція магнітного поля повітряної ЛЕП 110 кВ «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» на висоті 11,3 м при зміні відстані від осі траси ЛЕП до фасаду багатоповерхового будинку

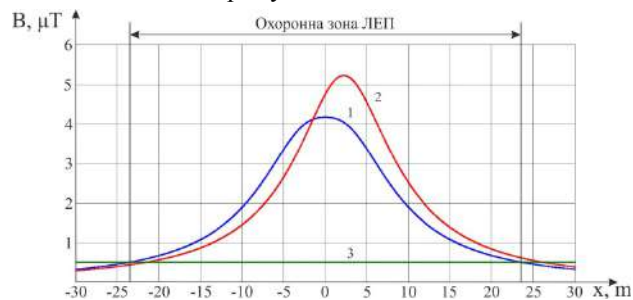
Таким чином, без застосування векторної компенсації фасад житлового будинку має бути розташований від осі ЛЕП на відстані 29 м при однаковій величині струму у фазах обох кіл 150 А. При одноколовій роботі ЛЕП зі струмом 300 А (або ж двоколової з перспективним навантаженням по 195 А в фазах обох кіл) безпечна відстань повинна становити 33 м, очевидно, що саме таке віддалення і є доцільним за поточної ситуації. За умови, якщо буде працювати лише одне коло зі струмом фази 195 А, відповідна відстань повинна становити 37 м.

Ділянка ЛЕП «ЧТЕЦ – Чернігівська-330», що побудована на опорах типу ПБ110-2, проходить переважно по приватному сектору міста, причому подекуди опори розташовані фактично на подвір'ях приватних будинків або впритул до огорожі.

Результати розрахунку індукції на такій ділянці на рівні 1,8 м в напрямку, перпендикулярному трасі ЛЕП, показано на рис. 16.

Житлові будинки на цій ділянці ЛЕП розташовано на відстані 6-10 м від її осі симетрії, очевидно, що поле в таких точках може перевищувати нормативне значення в 6-8 разів. На межі охоронної зони

ЛЕП ($\pm 23,5$ m від початку системи координат на рис. 16) за умови рівномірного навантаження обох кіл індукція відповідає нормативному значенню, при одноколовому режимі вона становить $0,6 \mu\text{T}$, а точка з безпечним значенням індукції в цьому режимі відповідає координаті $x = 26$ m. Також слід зазначити, що всі будинки мають горища, а частина з них взагалі є двоповерховими, відповідно, індукція в таких приміщеннях буде ще більшою. Очевидно, що розташування будинків в межах охоронної зони цієї ділянки ЛЕП є неприпустимим.



- 1 – за діючого значення струму у фазах обох кіл 150 А;
2 – за відключення одного кола (діюче значення струму другого кола 300 А);
3 – лінія нормативного рівня індукції $0,5 \mu\text{T}$.

Рис. 16. Індукція магнітного поля повітряної ЛЕП 110 kV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» на рівні 1,8 m від поверхні землі для ділянки, виконаної на опорах типу ПБ110-2

Аналогічні графіки за струму у фазі 195 А показано на рис. 17.



- 1 – за діючого значення струму у фазах обох кіл 195 А;
2 – за відключення одного кола (діюче значення струму другого кола 390 А);
3 – лінія нормативного рівня індукції $0,5 \mu\text{T}$.

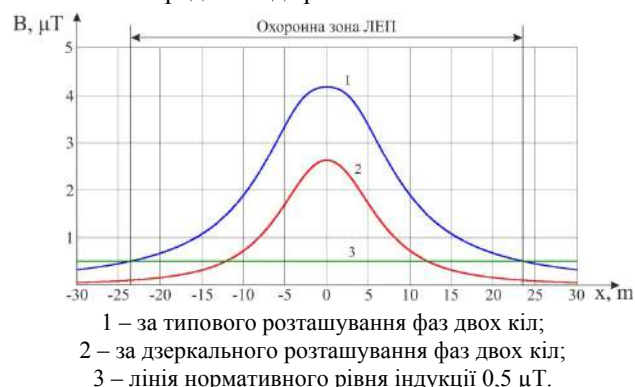
Рис. 17. Індукція магнітного поля повітряної ЛЕП 110 kV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» для ділянки, виконаної на опорах типу ПБ110-2 за прогнозованого зростання електричних навантажень

При двоколовому режимі роботи з рівномірним навантаженням на межі охоронної зони з правого боку буде мати місце індукція $0,65 \mu\text{T}$, а при роботі в одноколовому режимі – $0,8 \mu\text{T}$. Безпечне значення індукції спостерігається на відстані 27 m та 30 m відповідно.

Застосування векторної компенсації в даному випадку теж дозволить досягти значного покращення ситуації, що видно з на рис. 18, 19.

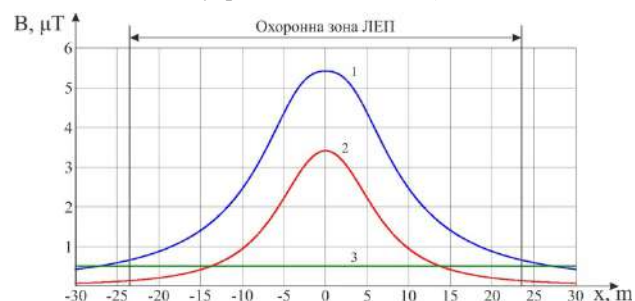
Для показаного на рис. 15 випадку безпечне значення індукції $0,5 \mu\text{T}$ маємо уже на відстані 12 m від осьової лінії траси ЛЕП, на межі охоронної зони індукція становить $0,1 \mu\text{T}$. Також слід зазначити, що для ділянки, виконаної на опорах ПБ110-2, дзеркальне розташування фаз кіл дозволяє суттєво зменшити

індукцію в усіх точках простору на рівні 1,8 m, в тому числі безпосередньо під трасою ЛЕП.



- 1 – за типового розташування фаз двох кіл;
2 – за дзеркального розташування фаз двох кіл;
3 – лінія нормативного рівня індукції $0,5 \mu\text{T}$.

Рис. 18. Розподіл індукції магнітного поля повітряної ЛЕП 110 kV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» на рівні 1,8 m від поверхні землі вздовж координати «x» для ділянки, виконаної на опорах типу ПБ110-2, при типовому та дзеркальному розташуванні фаз кіл (діюче значення струму у фазах обох кіл 150 А)



- 1 – за типового розташування фаз двох кіл;
2 – за дзеркального розташування фаз двох кіл;
3 – лінія нормативного рівня індукції $0,5 \mu\text{T}$.

Рис. 19. Розподіл індукції магнітного поля повітряної ЛЕП 110 kV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» на рівні 1,8 m від поверхні землі вздовж координати «x» для ділянки, виконаної на опорах типу ПБ110-2, при типовому та дзеркальному розташуванні фаз кіл (діюче значення струму у фазах обох кіл 195 А)

З рис. 19 видно, що при струмах у фазах кожного кола 195 А зміна розташування фаз різних кіл у дзеркальній симетрії (векторна компенсація) також дозволяє ефективно зменшувати рівень магнітного поля ЛЕП, індукція досягає безпечного значення на відстані 13,8 m від центру траси ЛЕП, а на межі охоронної зони становить $0,13 \mu\text{T}$.

Результати розрахунку індукції магнітного поля за діючих струмів, отриманих в АТ «Чернігівобленерго», було перевірено за допомогою приладу ТМ-192 компанії TENMARS, який призначено для вимірювання індукції магнітного поля промислової частоти у діапазоні $0,01 - 200 \mu\text{T}$. Результати вимірювань підтверджують коректність розрахунків.

Висновки.

В роботі було розглянуто магнітне поле двоколової повітряної ЛЕП 110 kV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330», що проходить крізь зону житлової забудови, в різних режимах її роботи (одноколовий та двоколовий) при діючому та перспективному навантаженні, а також досліджено шляхи його зменшення до безпечного рівня.

Показано, що рівень індукції магнітного поля двоколової ЛЕП 110 kV «ЧТЕЦ – Чернігівська-330» при існуючих та перспективних навантаженнях (струм однієї фази кожного кола 150 А та 195 А відповідно, або ж 300 А та 390 А при роботі в одноколовому режимі) може перевищувати нормативний рівень 0,5 μT на межі охоронної зони до двох разів, причому особливо значний рівень магнітного поля буде спостерігатися при роботі ЛЕП в одноколовому режимі за перспективного навантаження.

Визначено, що безпечно проживання населення вздовж траси зазначеної двоколової ЛЕП досягається за умови віддалення фасадів житлових будинків від осі ЛЕП не менш, ніж на 33 м для багатоповерхових будинків та не менш, як на 27 м для одноповерхових.

При роботі у двоколовому режимі в разі перевищення нормативного рівня магнітного поля рекомендується використовувати метод векторної компенсації [10], що реалізується шляхом дзеркального розташування проводів різних кіл ЛЕП. Показано, що цей метод дозволяє ефективно зменшити рівень магнітного поля даної ЛЕП за межами її траси і, зокрема, на межі охоронної зони.

Подальше зменшення негативного впливу магнітного поля на населення в умовах підвищення електричних навантажень може бути досягнуто шляхом обмеження часу роботи двоколової ЛЕП в одноколовому режимі, який характеризується підвищеним рівнем магнітного поля з боку робочого кола, та застосуванням засобів екранування магнітного поля.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Marincu A., Greconici M., Musuroi S. The electromagnetic field around a high voltage 400 kV electrical overhead lines and the influence on the biological systems. *Facta universitatis - series: Electronics and Energetics*, 2005, vol. 18, no. 1, pp. 105-111. doi: 10.2298/fuee0501105m.
2. Conti R., Giorgi A., Rendina R., Sartore L., Sena E.A. Technical Solutions To Reduce 50 Hz Magnetic Fields from Power Lines. *Proceedings of Power Tech Conference IEEE 2003*, 23-26 June, 2003, Bologna (Italy), 2003, vol. 2, 6 p. doi: 10.1109/ptc.2003.1304685.
3. Moro F., Turri R. Fast analytical computation of power-line magnetic fields by complex vector method. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2008, vol. 23, no. 2, pp. 1042-1048. doi: 10.1109/tpwrd.2007.915212.
4. Правила улаштування електроустановок. – Видання офіційне. Міненерговугілля України. – Х.: Видавництво «Форт», 2017. – 760 с.
5. Красножон А.В., Буйний Р.О., Пентегов І.В. Розрахунок втрат активної потужності в грозозахисному тросі повітряних ліній електропередачі. *Технічна електродинаміка*, 2016, № 4, С. 23-25. doi: 10.15407/techned2016.04.023.
6. Geri A., Locatelli A., Veca G.M. Magnetic fields generated by power lines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1995, vol. 31, no. 3, pp. 1508-1511. doi: 10.1109/20.376316.
7. Moro F., Turri R. Accurate calculation of the right-of-way width for power line magnetic field impact assessment. *Progress In Electromagnetics Research B*, 2012, vol. 37, pp. 343-364. doi: 10.2528/pierb11112206.
8. Пелевин Д.Е. Методы снижения магнитного поля воздушных линий электропередачи за пределами охранных зон. *Технічна електродинаміка*, 2014, № 5, С. 14-16.
9. Розов В.Ю., Реуцкий С.Ю., Пелевин Д.Е., Яковенко В.Н. Исследование магнитного поля высоковольтных линий

электропередачи переменного тока. *Технічна електродинаміка*, 2012, № 1, С. 3-9.

10. Розов В.Ю., Реуцкий С.Ю., Пелевин Д.Е., Пилюгина О.Ю. Магнитное поле линий электропередачи и методы его снижения до безопасного уровня. *Технічна електродинаміка*, 2013, № 2, С. 3-9.

11. Shangzun Y., Pengfei L., Ling N. Study on electromagnetic radiation of ultra-high voltage power transmission line. *International Conference on Computer Science and Information Technology*, 2008, pp. 402-406. doi: 10.1109/ICCSIT.2008.92.

12. СОУ-Н ЕЕ 20.179:2008. Розрахунок електричного і магнітного полів ліній електропередавання. Методика (зі змінами). – К.: Міненерговугілля України, 2016. – 37 с.

13. Розов В.Ю., Реуцкий С.Ю., Пилюгина О.Ю. Метод расчета магнитного поля трехфазных линий электропередачи. *Технічна електродинаміка*, 2014, № 5, С. 11-13.

14. Схема перспективного розвитку електричних мереж 35-110 кВ по ПАТ «Чернігівобленерго» на 2017-2027 роки. – К.: ПАТ ПТІ «Київорббуд», 2017.

15. *Regulating Power Line EMF Exposure: International Precedents*. Available at: <https://elc.uvic.ca/wordpress/wp-content/uploads/2015/01/Regulating-Power-Line-EMF-Exposure.pdf> (Accessed 02 August 2020).

16. Burnett J., Yaping P.D. Mitigation of extremely low frequency magnetic fields from electrical installations in high-rise buildings. *Building and Environment*, 2002, vol. 37, no. 8-9, pp. 769-775. doi: 10.1016/S0360-1323(02)00043-4.

REFERENCES

1. Marincu A., Greconici M., Musuroi S. The electromagnetic field around a high voltage 400 kV electrical overhead lines and the influence on the biological systems. *Facta universitatis - series: Electronics and Energetics*, 2005, vol. 18, no. 1, pp. 105-111. doi: 10.2298/fuee0501105m.
2. Conti R., Giorgi A., Rendina R., Sartore L., Sena E.A. Technical Solutions To Reduce 50 Hz Magnetic Fields from Power Lines. *Proceedings of Power Tech Conference IEEE 2003*, 23-26 June, 2003, Bologna (Italy), 2003, vol. 2, 6 p. doi: 10.1109/ptc.2003.1304685.
3. Moro F., Turri R. Fast analytical computation of power-line magnetic fields by complex vector method. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2008, vol. 23, no. 2, pp. 1042-1048. doi: 10.1109/tpwrd.2007.915212.
4. *Electrical installation regulations*. Kharkiv, Fort Publ., 2017. 760 p. (Ukr).
5. Krasnozhon A.V., Buinyi R.O., Pentegov I.V. Calculation of active power losses in the grounding wire of overhead power lines. *Technical electrodynamics*, 2016, no. 4, pp. 23-25. (Ukr). doi: 10.15407/techned2016.04.023.
6. Geri A., Locatelli A., Veca G.M. Magnetic fields generated by power lines. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1995, vol. 31, no. 3, pp. 1508-1511. doi: 10.1109/20.376316.
7. Moro F., Turri R. Accurate calculation of the right-of-way width for power line magnetic field impact assessment. *Progress In Electromagnetics Research B*, 2012, vol. 37, pp. 343-364. doi: 10.2528/pierb11112206.
8. Pelevin D.Ye. The methods of reducing of the magnetic fields of overhead power lines outside security zones. *Technical Electrodynamics*, 2014, no. 5, pp. 14-16. (Rus).
9. Rozov V.Yu., Reutskyi S.Yu., Pelevin D.Ye., Yakovenko V.N. The research of magnetic field of high-voltage AC transmissions lines. *Technical Electrodynamics*, 2012, no. 1, pp. 3-9. (Rus).
10. Rozov V.Yu., Reutskyi S.Yu., Pelevin D.Ye., Pylugina O.Yu. The magnetic field of power transmission lines and the methods of its mitigation to a safe level. *Technical Electrodynamics*, 2013, no. 2, pp. 3-9. (Rus).
11. Shangzun Y., Pengfei L., Ling N. Study on electromagnetic radiation of ultra-high voltage power transmission line. *Intern-*

tional Conference on Computer Science and Information Technology, 2008, pp. 402-406. doi: 10.1109/ICCSIT.2008.92.

12. *SOU-N EE 20.179:2008. Calculation of electric and magnetic fields of power lines. Method (with changes)*. Kyiv, Minenergovugillja Ukrainy Publ., 2016. 37 p. (Ukr).

13. Rozov V.Yu., Reutskiy S.Yu., Piliugina O.Yu. The method of calculation of the magnetic field of three-phase power lines. *Technical electrodynamics*, 2014, no. 5, pp. 11-13. (Rus).

14. *Scheme of perspective development of 35-110 kV electric grids on PJSC «Chernihivoblenergo» for 2017-2027*. Kyiv, PJSC PTI «Kyivorgbud», 2017. (Ukr).

15. *Regulating Power Line EMF Exposure: International Precedents*. Available at: <https://elc.uvic.ca/wordpress/wp-content/uploads/2015/01/Regulating-Power-Line-EMF-Exposure.pdf> (Accessed 02 August 2020).

16. Burnett J., Yaping P.D. Mitigation of extremely low frequency magnetic fields from electrical installations in high-rise buildings. *Building and Environment*, 2002, vol. 37, no. 8-9, pp. 769-775. doi: 10.1016/S0360-1323(02)00043-4.

Надійшла (Received) 14.09.2020

Прийнята (Accepted) 10.11.2020

Опублікована (Published) 24.12.2020

Красножон Андрій Васильович¹, к.т.н.,

Буйний Роман Олександрович¹, к.т.н.,

Діхтярук Ігор Віталійович¹, к.т.н.,

Квицинський Анатолій Олександрович², к.т.н.,

¹ Національний університет «Чернігівська політехніка»,

95, вул. Шевченко, Чернігів, 14035,

e-mail: buinyiroman@gmail.com, Dihtyaruk.ihor@gmail.com,

red_john@ukr.net

² Відділ науково-дослідного супроводу

нормативного забезпечення НЕК «Укренерго»,

11/8, вул. Дорогожицька, Київ, 04112,

e-mail: Kvytsynskyi.AO@ua.energy

A.V. Krasnozhan¹, R.O. Buinyi¹, I.V. Dihtyaruk¹,

A.O. Kvytsynskyi²

¹ Chernihiv Polytechnic National University,

95, Shevchenko Str., Chernihiv, 14035, Ukraine.

² Department of research support of regulatory support

of the NPC Ukrenenergo,

11/8, Dorohozhytska Str., Kyiv, 04112, Ukraine.

The investigation of distribution of the magnetic flux density of operating two-circuit power line 110 kV «ChTPP-Chernihiv-330» in the residential area and methods of its decreasing to a safe level.

Purpose. The problem of evaluation and analysis of magnetic flux density of overhead power lines is very relevant now, since

the magnetic field of industrial frequency can have a negative effect on human health. The analysis of the magnetic field of the operating double-circuit overhead transmission line was made in this work. This overhead line is in the residential area of Chernihiv, Ukraine. The purpose of this work is to determine safe habitation conditions as a function of the magnetic flux density along the route of two-circuit power line with the voltage 110 kV «ChTPP-Chernihiv-330». Real modes of operation are taken into account. Recommendations are given for reducing the magnetic flux density level in the residential area to a value that will not exceed the standard value. **Methodology.** Methods of electromagnetic field theory were used to calculate the magnetic field of power lines. The location of the phase wires on different types of supports of the existing power transmission line and the minimum distance between the conductors and the ground were taken into account. The current value of the current in the phases of the transmission line was taken from the Company «Chernihivoblenergo». Also, the calculation of the magnetic flux density was made for the perspective loads of the transmission line. Estimation of the value of the magnetic flux density was made for the zone of one-story and multi-story buildings near power lines. The option of uniform loading of two power transmission lines was considered and the case where the entire load is transferred along one circuit was also considered.

Results. In this work, the distribution of magnetic flux density at a height of 1.8 m in the direction perpendicular to the power transmission line for the sections built on supports of the U110-2 and PB110-2 types was obtained. The graphs show that the magnitude of the magnetic flux density at the boundary of the protection zone of the transmission line will be exceeded twice the standard value 0.5 μT for the existing and perspective loads. This problem is relevant in the case of transmission lines in single-circuit mode. The graphs of distribution of magnetic flux density on the facade of an apartment building, located at a distance of 20 m from the axis of symmetry of the transmission line, were constructed. As a result, it is shown that at a height of 11 m from the earth's surface, magnetic flux density will be 1.5-2 μT . **Practical value.** It is determined that safe habitation along the route of two-circuit power line with the voltage 110 kV «ChTPP-Chernihiv-330» can be achieved when facades of an apartment building are removed from the axis of symmetry of the transmission line at a distance of 33 m for high-rise buildings and at a distance of 27 m for one-storey buildings. Recommendations for reducing the magnetic flux density of this power transmission line have been developed. References 16, figures 19.

Key words: overhead transmission line, electric loads, magnetic flux density, residential building.

R. Lebled, R. Lalalou, H. Benalla, K. Nebti, I. Boukhechem

AMELIORATE DIRECT POWER CONTROL OF STANDALONE WIND ENERGY GENERATION SYSTEM BASED ON PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS GENERATOR BY USING FUZZY LOGIC CONTROL

Purpose. Electricity is a basic energy for life and its consumption increased so we need the discovery of new sources of energy such as wind energy for this ameliorate the quality of generated wind energy by using the intelligent artificial control, this control is made to optimize the performance of three-phase PWM rectifier working. **Methodology.** These strategies are based on the direct control of the instantaneous power, namely: the control direct power control (DPC) with classic PI regulator and direct power control with fuzzy logic regulator. The fuzzy characterized by its ability to deal with the imprecise, the uncertain has been exploited to construct a fuzzy voltage regulator. The simulation of these methods was implemented using Matlab/Simulink. **Results.** A comparison with the results obtained by the classic PI showed the improvement in dynamic performance. This makes the fuzzy controller an acceptable choice for systems requiring quick, precise adjustments and less sensitive to outside disturbances. **Originality.** The proposed this control strategy using for to obtain a performance adjustment of the DC bus voltage and sinusoidal currents on the network side. **Practical value.** Fuzzy logic is proven to be effective in terms of reducing the harmonic distortion rate of the currents absorbed, correct adjustment of the active and reactive power and DC voltage and unit power factor operation. References 26, tables 6, figures 15.

Key words: direct power control, fuzzy logic control, permanent magnet synchronous generator (PMSG), PWM technique, wind energy system.

Мета. Електроенергія є основною енергією для життя, і її споживання збільшується, тому нам необхідно відкриття нових джерел енергії, таких як енергія вітру. Для поліпшення якості енергії вітру, що генерується за допомогою управління на основі штучного інтелекту, таке управління призначене для оптимізації продуктивності роботи трифазного ШІМ випрямляча. **Методологія.** Дані стратегії засновані на прямому управлінні миттєвою потужністю, а саме: пряме управління потужністю з класичним ПІ-регулятором і пряме управління потужністю регулятором з нечіткою логікою. **Нечіткість,** що характеризується її здатністю справлятися з неточністю, невизначеністю, була використана для створення нечіткого регулятора напруги. **Моделювання** цих методів було реалізовано за допомогою Matlab/Simulink. **Отримані результати.** Порівняння з результатами, отриманими за допомогою класичного ПІ-регулятора, показало поліпшення динамічних характеристик. **Це робить нечіткий контролер прийнятним вибором для систем, що вимагають швидкої і точної настройки і менш чутливих до зовнішніх перешкод.** **Оригінальність.** Запропоновано стратегію управління, що використовує для отримання регулювання продуктивності напруги шини постійного струму і синусоїдальні струми на стороні мережі. **Практична цінність.** Доведено, що нечітка логіка ефективна з точки зору зниження коефіцієнта гармонійних спотворень поглинаються струмів, коректного регулювання активної і реактивної потужності і постійної напруги, а також коефіцієнта потужності роботи блоку. Бібл. 26, табл. 6, рис. 15.

Ключові слова: пряме управління потужністю, управління з нечіткою логікою, синхронний генератор з постійними магнітами, метод ШІМ, вітроенергетична система.

Introduction. The readily available renewable energy especially the abundant resources of solar energy and wind energy have led to a steady growth of interest concerning distributed generation units. As the adoption of system into the smart power grid is seen a tendency of becoming a new paradigm to sustainable energy, the integration of power converters to take control of the smart grid operation become one of the main research areas that require immense attention. The three phase grid connected voltage source converter which features Bidirectional power flow, nearly sinusoidal input currents, controllable power factor, and high quality DC output voltage have made it an increasingly important proportion in renewable energy system [1].

There are three type of renewable energy:

- mechanical energy (wind energy);
- electric energy (photovoltaic panels);
- energy in the form of heat (geothermal, solar [2]).

Wind energy, is one of the available non-conventional energy sources, which is clean and an infinite natural resource. Wind power is still the most promising renewable energy in the year of 2013. The wind turbine system (WTS) started with a few tens of kilowatt power in the

1980s. Now multi-megawatt wind turbines are widely installed even up to 6-8 MW [3] (Fig. 1).

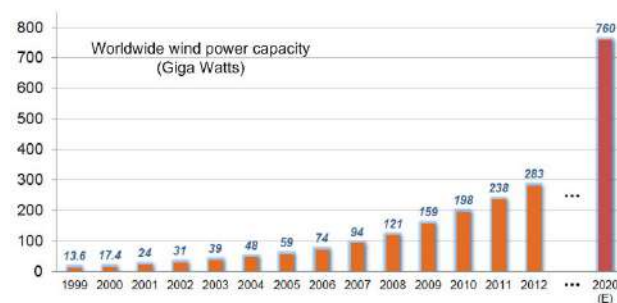


Fig. 1. Global cumulative installed wind power capacity from 1999 to 2020 [3]

Wind energy based power system operation is challenging under fluctuating nature of wind speeds and variable load conditions, particularly when the operation mode of the hybrid wind power system is stand alone. The changing wind speeds causes fluctuations in wind-turbine generator, which causes fluctuations in load

voltage and frequency in the stand-alone wind-energy system. Variable speed wind-turbine systems are more advantageous when compared with the fixed speed wind turbine systems. They generate maximum amount of power and gives less mechanical stress, higher power quality and efficiency than fixed speed wind-turbine systems [4, 5]. Standalone wind energy conversion systems are electric energy alternative sources for isolated area. They usually supplies air conditioning mechanical loads, ventilation and water pumps [6]. Various control strategies have been proposed in recent works on this type of PWM rectifier. It can be classified for its use of current rent loop controllers or active/reactive power controllers. The well-known method of indirect active and reactive power control is based on current vector orientation with respect to the line voltage vector. It is called voltage oriented control (VOC) [7]. VOC guarantees high dynamics and static performance via internal current control loops. However, the final configuration and performance of the VOC system largely depends on the quality of the applied current control strategy. Over the last few years, an interesting emerging control technique has been direct power control (DPC), developed analogously with the well-known direct torque control (DTC) used for adjustable speed drives [8]. Therefore, the wind generating system is found to be of a great potential as a very attractive supply option for industrial and domestic applications. Several electrical generators can be used to perform the electromechanical energy conversion. Permanent magnet synchronous generator (PMSG) offer significant advantages over conventional synchronous generators as a source of isolated supply. Brushless, absence of a separate DC source, and maintenance free are among the advantages. However the variable natural of wind and the fluctuation of load profiles lead to fluctuating torque of the wind turbine generator. This causes variation in the output voltage and frequency [9]. The relay control can be performed by selecting an optimum switching state of the converter, so that the active and reactive power errors can be restricted in appropriate hysteresis bands, which is possible by using a switching table and several hysteresis comparators. The latter is based on a calculation of the voltages for each switching state of the converter by detecting the line currents, and the calculation is performed by utilizing the active and reactive power as intermediate variables. Since this method deals with instantaneous variables in obtaining the voltages, it is possible to estimate not only a fundamental component [10]. Fuzzy logic control has found many applications in the past two decades. This is so largely increasing because fuzzy logic control has the capability to control nonlinear uncertain systems even in the case where no mathematical model is available for the control system [11]. This paper proposes a novel DPC for a three phase PWM rectifier, which makes it possible to achieve unity power factor operation by directly controlling its instantaneous active and reactive power without any power-source voltage sensors. In this situation, the DPC based on fuzzy logic control is used instead of DPC. This control technique greatly lowers the

fluctuations of the active and reactive power and the harmonic distortion rate THD [12].

This paper is organized into the following sections:

- Section I describes about the stand-alone wind energy system configuration with PMSG modeling;
- Section II represented different control strategies;
- Section III discusses about the simulation results;
- Conclusions.

Section I. Stand-alone wind energy supply system. The system consists of the following components (parameters are presented in Appendix in Tables A.1 – A.3):

- wind turbine;
- PMSG which is directly driven by the wind turbine without using a gearbox;
- uncontrolled rectifier PWM.

Profile wind turbine model. The first step necessary for a wind production project is the geographical choice of the site. The properties of wind are interesting for the study of the whole wind energy conversion system, since its power, under ideal conditions, is proportional to the cube of the wind speed. To know the characteristics of a site, it is essential to have measurements of the wind speed and its direction, over a long period of time. It is modeled by an addition of a number of harmonics and the wind speed variation is according to the following equation [13, 14]:

$$V = 6.5 + (0.2 \sin(0.1074t) + 2 \sin(0.2665t) + \sin(1.2930t) + 0.2 \sin(3.6645t)). \quad (1)$$

Turbine modeling. The turbine is a device used to convert wind energy into mechanical energy. The mechanical power P of wind turbine extracted from the wind can be expressed as follows [15]

$$P = C_P P_\omega = \frac{1}{2} C_P \rho \pi R^2 V^3, \quad (2)$$

where C_P is the power coefficient which is a function of the pitch angle of rotor blades θ [deg] and of the tip-speed ratio λ ; P_ω is the dynamic force; ρ [kg/m³] is the air density; R [m] is the blade turbine radius; V [m/s] is the wind speed.

The dynamic force accessible:

$$P_\omega = \frac{1}{2} \rho S V^3 = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 V^3. \quad (3)$$

The tip-speed ratio λ is defined as

$$\lambda = \frac{\Omega R}{V}, \quad (4)$$

where Ω is the angular mechanical speed of the turbine rotor.

Modeling of PMSG. AC machines are generally modeled by non-linear equations (differential equation). This non-linearity is due to the inductances and coefficients of the dynamic equations which depend on the rotor position and time. A three phase – two phase transformation necessary to simplify the model (reduce the number of equations). In the PMSG, the rotor excitation is supposed constant. The electrical equation represented by [16, 17]:

$$V_d = -R_s I_d - L_d \frac{d}{dt} I_d + \omega_r L_q I_q; \quad (5)$$

$$V_q = -R_s I_q - L_q \frac{d}{dt} I_q - \omega_r L_d I_d + \omega_r \varphi_f, \quad (6)$$

where V_d and V_q are the components of stator voltage; R_s is the stator resistance; L_d and L_q are the components of stator inductances; I_d and I_q are the components of stator current; φ_f is the permanent magnet flux; ω_r is the electric pulsation; n_p is the pole pair number.

The electrical rotation speed is given by:

$$w_e = n_p \cdot w, \quad (7)$$

where n_p is the pole pair number; w is the mechanical speed.

The electromagnetic torque T_e represented by:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot n_p \cdot \varphi_f \cdot I_q. \quad (8)$$

The equations for active power P and reactive power Q are provided by:

$$P = \frac{3}{2} (V_d \cdot I_d - V_q \cdot I_q); \quad (9)$$

$$Q = \frac{3}{2} (V_q \cdot I_d - V_d \cdot I_q). \quad (10)$$

Uncontrolled rectifier PWM. The wind generator, which is based on a variable speed turbine and a PMSG, is connected to a DC bus by through a PWM power converter [18]. Since we have three phase line voltage and the fundamental line currents in:

$$U_a = E_m \cos \omega t; \quad (11)$$

$$U_b = E_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}); \quad (12)$$

$$U_c = E_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}); \quad (13)$$

$$i_a = I_m \cos(\omega t + \varphi); \quad (14)$$

$$i_b = I_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi); \quad (15)$$

$$i_c = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi), \quad (16)$$

where E_m , I_m are the amplitudes of the phase voltage and current respectively; ω is angular frequency; φ is the phase shift.

Line to line input voltages of PWM rectifier can be described as:

$$U_{sa} = (s_a - s_b) \cdot u_{dc}; \quad (17)$$

$$U_{sb} = (s_b - s_c) \cdot u_{dc}; \quad (18)$$

$$U_{sc} = (s_c - s_a) \cdot u_{dc}, \quad (19)$$

and phase voltages equations give by:

$$U_{sa} = \frac{2s_a - (s_b + s_c)}{3} \cdot u_{dc}; \quad (20)$$

$$U_{sb} = \frac{2s_b - (s_a + s_c)}{3} \cdot u_{dc}; \quad (21)$$

$$U_{sc} = \frac{2s_c - (s_a + s_b)}{3} \cdot u_{dc}, \quad (22)$$

where s_a , s_b and s_c are the switching states of the rectifier and u_{dc} is voltage rectifier.

Section II. Generalized strategies control.

DPC of PMSG. The objective of the proposed command is to control the DC voltage at the input of the

inverter u_{dc} . From the desired value of the DC voltage, it is possible to express that of the reference power by:

$$P_{ref} = u_{dc} \cdot i_{dc}, \quad (23)$$

where i_{dc} is the rectifier output current.

The principle of DPC and it was later developed for several applications. The aim was to eliminate the modulation block and the internal loops by replacing them with a switching table whose inputs are the errors between the reference values and the measurements. Then, a similar technique was proposed for a rectifier control application (generator in our case). In this case, the quantities controlled are the instantaneous active and reactive powers, use this quantity as control variables and which does not need to use modulation blocks because the switching because the switching states are chosen directly by a switching table .

Figure 2 gives the DPC structure adopted for the application studied.

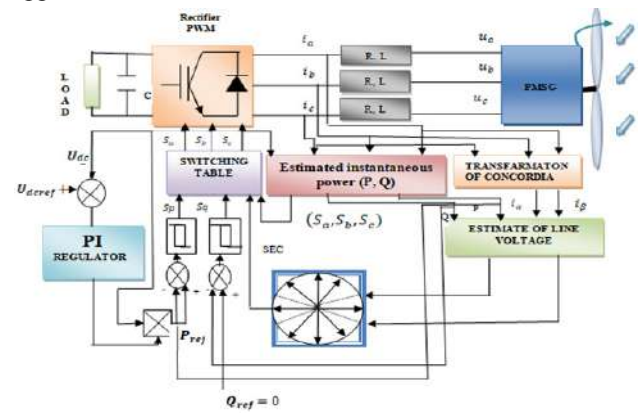


Fig. 2. Diagram of DPC for the PMSG

Estimated instantaneous power. The instantaneous active power is defined by the dot product between the currents and the line voltages. Whereas, the reactive power is defined by the vector product between them [19, 20]:

$$\vec{S} = \vec{U} \times \vec{I} = P + jQ; \quad (24)$$

$$\vec{S} = U_a \cdot i_a + U_b \cdot i_b + U_c \cdot i_c + j \frac{1}{\sqrt{3}} [(U_b - U_c) i_a + (U_c - U_a) i_b + (U_a - U_b) i_c], \quad (25)$$

where U is instantaneous source voltage; I is line instantaneous current; L is the line inductance

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} [3L (\frac{di_a}{dt} i_c + \frac{di_c}{dt} i_a) - u_{dc} (S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b))]; \quad (26)$$

$$P = L (\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c) + u_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c). \quad (27)$$

The first parts of the two expressions represented above present the power in the line inductors, noting here that the internal resistances of these inductors are negligible because the active power dissipated in these resistors is in fact much lower compared to the power involved. Other parts represent the power in the converter.

Voltage estimation. The line voltage working area is required to determine the switching orders. In addition it is important to estimate the line voltage correctly, even with the existence of harmonics, its gives a high power

factor. The following expression gives the line currents i_a , i_b , i_c in the stationary coordinates $\alpha - \beta$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}. \quad (28)$$

We can write the expressions of the active and reactive powers as follows [21]:

$$P = \underline{V}_{(abc)} \cdot i_{(abc)} = \underline{V}_\alpha i_\alpha + \underline{V}_\beta i_\beta; \quad (29)$$

$$Q = \underline{V}_{(abc)} \wedge i_{(abc)} = \underline{V}_\alpha i_\beta - \underline{V}_\beta i_\alpha. \quad (30)$$

The matrix writing of the expressions (29) and (30) is:

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha & V_\beta \\ -V_\alpha & V_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}. \quad (31)$$

The matrix equation (31) can be rewritten, depending on the line current (measured) and the power (estimated), as follows:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix}. \quad (32)$$

Concordia's inverse transform of line voltages is written [22]:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}. \quad (33)$$

Hysteresis controller. The main idea behind the DPC method is to maintain the instantaneous active and reactive powers within a desired band. DPC consists of two hysteresis comparators whose inputs are the errors between the reference and estimated values of the active and reactive powers, respectively.

$$\begin{cases} \Delta P = P_{ref} - P; \\ \Delta Q = Q_{ref} - Q. \end{cases} \quad (33)$$

The hysteresis comparators provide two logic outputs d_p and d_q . The state «1» corresponds to an increase in the controlled variable (P and Q), while «0» corresponds to a decrease

$$\begin{cases} \text{if } \Delta P \geq h_p \Rightarrow d_p = 1; \\ \text{if } \Delta P < -h_p \Rightarrow d_p = 0; \\ \text{if } \Delta Q \geq h_Q \Rightarrow d_Q = 1; \\ \text{if } \Delta Q < -h_Q \Rightarrow d_Q = 0, \end{cases} \quad (35)$$

where h_p and h_Q denote the hysteresis bands [21].

Switching table. The digital error signals S_p and S_Q and the working sector are the inputs of the switching table where the switching states S_a , S_b and S_c the PWM rectifier are stored. By using the table, the optimum switching state of the converter can be chosen at each switching state according to the combination of the digital signals S_p and S_Q sector number, that is to say, that the choice of the optimum switching state is made so that the error of the active power can be restricted in a hysteresis

band of width $2H_p$, and likewise for the error of reactive power, with a band of width [22].

The sectors can be numerically expressed as:

$$(n-2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1)\frac{\pi}{6}, \quad (36)$$

where $n = 1, 2, \dots, 12$.

By using several comparators, it is possible to specify the sector where the voltage vector exists. The digitized error signals S_p and S_Q digitized voltage phase are θ_n input to the switching table in which every switching state of the converter is stored, as shown in Table 1. By using this switching table, the optimum switching state S_a , S_b and S_c of the converter can be selected uniquely in every specific moment according to the combination of the digitized input signals (Fig. 3). The selection of the optimum switching state is performed so that the power errors can be restricted within the hysteresis bands [23].

Table 1

Possible switching table							
S_p	S_Q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
0	0	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3
	1	v_1	v_2	v_2	v_3	v_3	v_4
1	0	v_5	v_6	v_6	v_1	v_1	v_2
	1	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6
S_p	S_Q	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
0	0	v_3	v_4	v_4	v_5	v_5	v_6
	1	v_4	v_5	v_5	v_6	v_6	v_1
1	0	v_2	v_3	v_3	v_4	v_4	v_5
	1	v_6	v_1	v_1	v_2	v_2	v_3

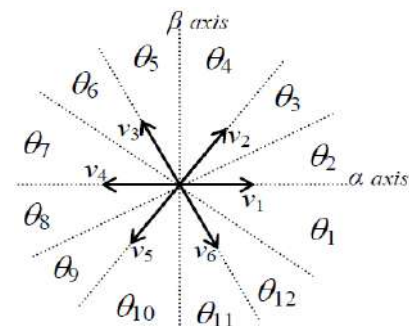


Fig. 3. The vector plane divided into 12 sectors

External voltage regulation loop. The external regulation loop maintains a load assimilated to a resistance R . The impedance thus formed is charged by the current i_{dc} from the PWM rectifier. The current i_{dcref} is the current from the PWM rectifier (Fig. 4). The product of the reference DC with the DC voltage gives the active power of reference. Capacitance voltage DC at a reference voltage is u_{dcref} . The capacity C is in parallel with load (resistance).

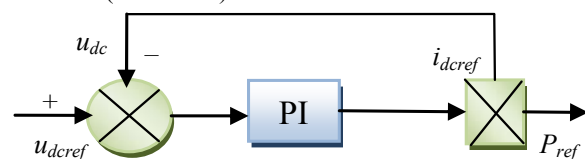


Fig. 4. DC voltage regulation

Fuzzy logic control for DPC. Improving the quality of the currents absorbed by the PWM rectifier and maintaining of the DC voltage at the output around the of the DC voltage at the output around the reference requires voltage regulation and fast and robust currents[24]. For this reason presents a DPC operating with a fuzzy logic controller which replaces voltage in conventional commands. Figure 5 gives the block diagram of the proposed fuzzy logic controller for DPC of three-phase PWM rectifier.

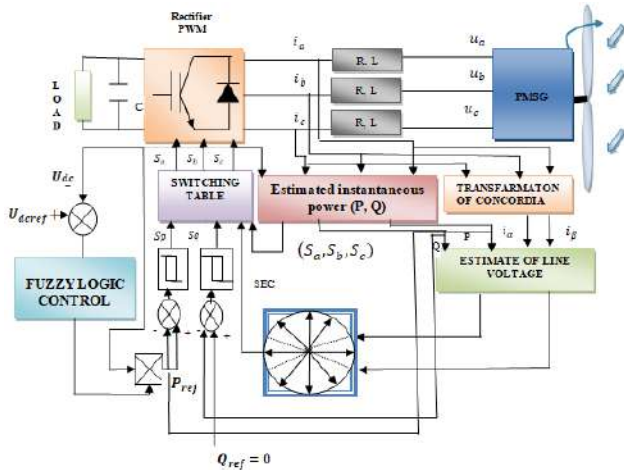


Fig. 5. The block diagram of fuzzy logic controller for DPC of three-phase PWM rectifier

The configuration of the voltage loop is illustrated in Fig. 6, it is composed of [25]:

- normalization factors relate to the error (e) and the variation of the command (Δe);
- a block of fuzzyfication of the error and its variation;
- rule of inference. The control strategy is presented by an inference matrix presented in table;
- a defuzzification block used to convert the fuzzy control variation into a digital value.

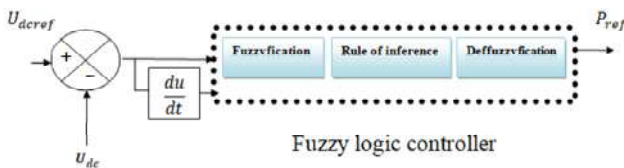


Fig. 6. Diagram of the proposed fuzzy logic controller for DPC

Fuzzyfication. This step deals with the transformation of numeric values to inputs into fuzzy values or linguistic variables. The input variables which are the velocity error and its variation are subjected to a fuzzification operation and therefore converted to fuzzy sets. The normalized universe of speech of each variable of the regulator (the error, its variation and the variation of variation and the variation of the command) is subdivided into seven fuzzy sets; these are characterized by the following standard designations:

- large negative noted LN;
- average negative noted AN;
- small negative noted SN;
- about zero noted AZ;

- positive small noted PS;
- average positive noted AP;
- large positive noted LP.

For the membership functions we chose for each variable the triangular and trapezoidal shapes.

Inference rules. The rule base represents the control strategy and desired goal through linguistic control rules. It makes it possible to determine the decision or action at the output of the fuzzy controller and to express qualitatively the relationship that exists between the input variables and the output variable. From the study of the behavior of the system, we can establish the control rules, which connect the output with the inputs. As we mentioned, each of the two linguistic inputs of the fuzzy controller has seven fuzzy sets.

Fuzzy rules table (Table 2) showing change in control output [26].

Table 2

Fuzzy rules table							
$e \backslash \Delta e$	LN	AN	SN	AZ	PS	AP	LP
LN	LN	LN	LN	LN	AN	SN	AZ
AN	LN	LN	LN	AN	SN	AZ	PS
SN	LN	LN	AN	SN	AZ	PS	AP
AZ	LN	AN	SN	AZ	PS	AP	LP
PS	AN	SN	AZ	PS	AP	LP	LP
AP	SN	AZ	PS	AP	LP	LP	LP
LP	AZ	PS	AP	LP	LP	LP	LP

The logic for determining this matrix of rules is based on a global or qualitative knowledge of the functioning of the system. As an example, consider the following two rules:

- if e is LP and Δe is LP then Δu is LP;
- if e is AZ and Δe is AZ then Δu is AZ.

They indicate that if the speed is too small compared to its reference (e is LP and Δe is LP), then a large torque demand (Δu is PG) is needed (to bring the speed back to its reference). And if the speed meets its reference and settles (e is AZ and Δe is AZ) then keep the same torque (Δu is EZ).

Defuzzification. When the fuzzy output is calculated, it must be transformed into a numeric value. There are several methods to achieve this transformation. The most used is the center of gravity method, which we have adopted in our work. The abscissa of the center of gravity corresponding to the output of the regulator is given by:

$$\Delta U = \frac{\int x\gamma(x)dx}{\int \gamma(x)dx} \quad (37)$$

Section III. Discusses about the simulation results and discussion. Simulations and results of DPC are presented in Fig. 7-15. We present the wind turbine profile (Fig. 7); the stator voltages of PMSG (Fig. 8); the stator voltage and current of PMSG (Fig. 9); the rectified

voltage DPC (Fig. 10); the active (Fig. 11) and reactive (Fig. 12) power for classic DPC and fuzzy DPC technique (Fig. 13-15).

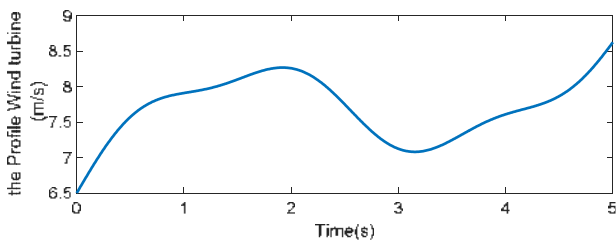


Fig. 7. The profile wind turbine

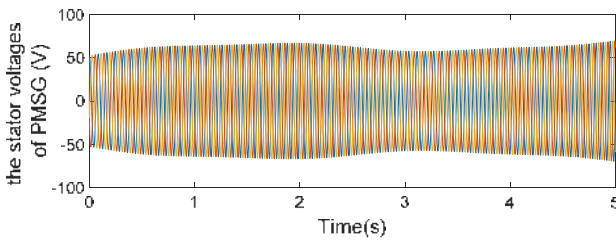


Fig. 8. The stator voltages of PMSG

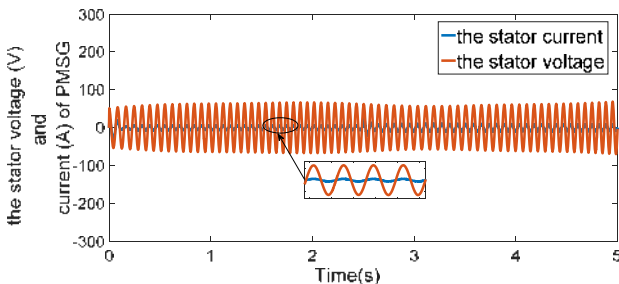


Fig. 9. The stator voltage and current of PMSG

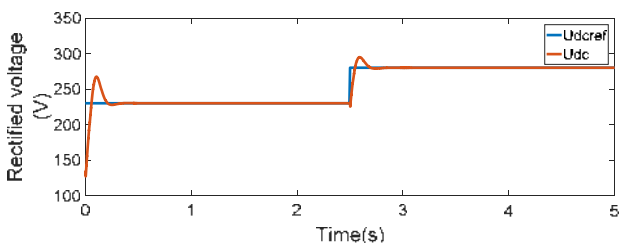


Fig. 10. The rectified voltage DPC

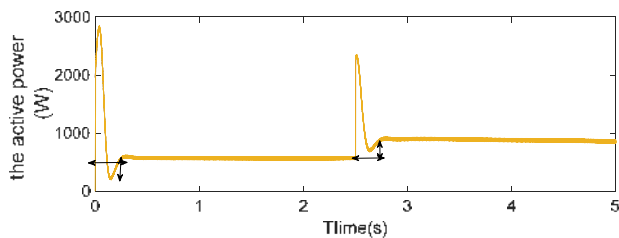


Fig. 11. The active power DPC

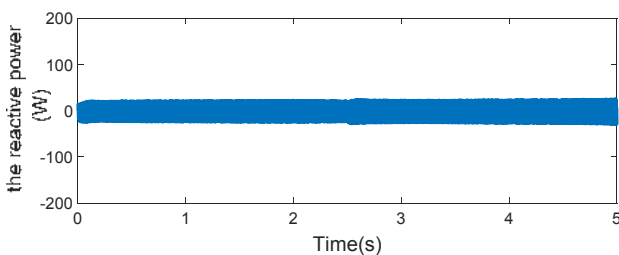


Fig. 12. The reactive power DPC

Simulations and results of Fuzzy logic control for DPC.

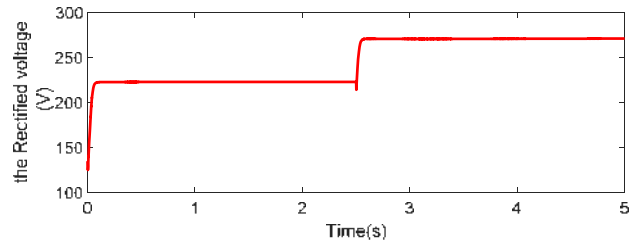


Fig. 13. Rectified voltage DPC fuzzy logic

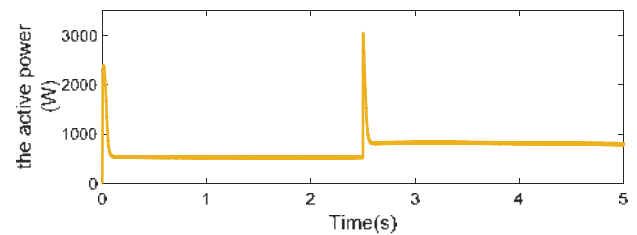


Fig. 14. The active power DPC fuzzy logic

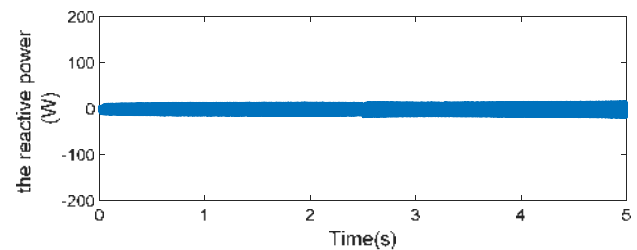


Fig. 15. The reactive power DPC fuzzy logic

During the transient response (Fig. 10) shows that there is an overshooting in the rectifier output voltage caused by PI parameters choice and the signal produced by the start of the PMSG, but at ($t = 0.3$ to 2.5 s), note that the direct voltage reaches its reference value (230 V) and (280 V), but for fuzzy logic the direct voltage reaches its reference value from ($t = 0$ to 0.025 s) (Fig. 13), and the instantaneous powers (P , Q) followed by the reference power ($P = 550$ W) and ($P = 850$ W) in the Fig. 11, and ($q = 0$ vAR) with a considerable presence of oscillations around the reference (Fig. 12), but for the DPC by PI regulator from ($t = 0$ to 0.3 s) the response very slow and from ($t = 2.5$ to 2.8 s) it there is a disturbance produced by the change of the reference voltage on the other hand fuzzy logic DPC instantaneous powers (P , Q) followed by the reference power from ($t = 0.24$ s) and response time speed very and the absence of disturbance produced by the change in the reference voltage (Fig. 14) and decrease in oscillations around the reference (Fig. 15), the voltage and current of the PMSG are in phase, and the line currents are sinusoidal (Fig. 9).

The active and reactive power responses follow their references perfectly, these results, show the superiority of fuzzy regulator compared to the conventional PI. With fuzzy regulators no overshoot is produced, fast response in transient conditions and the static error is nearly zero.

THD comparative study. The objective of this study is to show the contribution of each two methods presented throughout this work. The two criteria taken into account in evaluating the performance of these

controls are: the rate of distortion of the network currents (THD). Table 3 shows the THD values obtained in steady state for the two control modes. All of these commands give acceptable THD values of less than 5 %. We also notice the superiority of fuzzy logic regulator over the other control; in fact, it can reduce the THD to a low value of approximately 1.87 %.

Table 3

THD values		
Control	Classical regulator PI for DPC	Fuzzy logic control for DPC
THD % ($f = 12.8$ Hz)	3.58 %	1.87 %

Conclusion.

The proposed control is simple, robust, not sensitive to the parametric disturbance and variation of the system, and with very good dynamic characteristics. For DPC fuzzy the value of rectified voltage is 0.025 s and very speed time response of disturbance produced by the change in the reference voltage 0.01 s. It can be said that the use of fixed PI regulators gives a robust control system and an acceptable response 0.3 s, but the conventional problems of the PI regulator such as the response time and the robustness against external disturbances have appeared, and to solve the problems mentioned above we will use the fuzzy control to establish a regulator robust.

The fuzzy logic adjustment gives a very programmatic approaches, allowing integrating the knowledge acquired by the operators.

Spectral analysis of line current shows that all low-order harmonics are well attenuated which gives a THD around to 3.6 %.

The fuzzy DPC simulation results obtained good performance in steady state and transient conditions especially for the case of current harmonic distortion rate which is good for other techniques; it is able to reduce the THD to a low value of around 1.87 % with better convergence of active power ($P = 550$ W and $P = 850$ W), however reactive power ($q = 0$ VAR) towards their respective references.

APPENDIX

Wind turbine parameters

Table A.1

Parameter	Symbol	Value
Power	P	7.5 kW
Radius	R	3.24 m
Inertia	J	7.5 kg·m ²
Friction coefficient	F	0.06 N·m·s/rad

PMSG parameters

Table A.2

Parameter	Symbol	Value
Direct stator inductance	L_d	0.012 H
Stator quadrature inductance	L_q	0.0211 H
Permanent magnet flux	φ_f	0.9 Wb
Stator resistance	R_s	0.895 Ω
Inertia	J	0.00141 kg·m ²
Number of poles	n_p	3
Friction force	F	0 N·m/rad·s

Rectifier parameters

Parameter	Symbol	Value
Line resistance	R_l	0.7 Ω
Line inductance	L	0.01 H
Filtering capacity	C	0.0033 F
DC voltage reference	U_{dref}	230 – 280 V

REFERENCES

- Rodriguez J.R., Dixon J.W., Espinoza J.R., Pontt J., Lezana P. PWM regenerative rectifiers: state of the art. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, vol. 52, no. 1, pp. 5-22. doi: 10.1109/TIE.2004.841149.
- Singh M., Chandra A., Singh B. Sensorless Power maximization of PMSG based isolated wind-battery hybrid system using adaptive neuro-fuzzy controller. *2010 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Oct. 2010. doi: 10.1109/IAS.2010.5615370.
- Blaabjerg F., Ke Ma. Future on power electronics for wind turbine systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2013, vol. 1, no. 3, pp. 139-152. doi: 10.1109/JESTPE.2013.2275978.
- Barton J.P., Infield D.G. Energy storage and its use with intermittent renewable energy. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2004, vol. 19, no. 2, pp. 441-448. doi: 10.1109/TEC.2003.822305.
- Barote L., Marinescu C., Cirstea M.N. Control structure for single-phase stand-alone wind-based energy sources. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, vol. 60, no. 2, pp. 764-772. doi: 10.1109/TIE.2012.2206346.
- Badran O. Wind turbine utilization for water pumping in Jordan. *Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics*, 2003, vol. 91, no. 10, pp. 1203-1214. doi: 10.1016/S0167-6105(03)00073-4.
- Malinowski M., Kazmierkowski M.P., Trzynadlowski A. Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers. *Mathematics and Computers in Simulation*, 2003, vol. 63, no. 3-5, pp. 349-361. doi: 10.1016/S0378-4754(03)00081-8.
- Larrinaga S.A., Vidal M. A. R., Oyarbide E., Apraiz J. R. T. Predictive control strategy for DC/AC converters based on direct power control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, vol. 54, no. 3, pp. 1261-1271. doi: 10.1109/TIE.2007.893162.
- Mendis N., Muttaqi K.M., Perera S. Management of battery-supercapacitor hybrid energy storage and synchronous condenser for isolated operation of PMSG based variable-speed wind turbine generating systems. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2014, vol. 5, no. 2, pp. 944-953. doi: 10.1109/TSG.2013.2287874.
- Noguchi T., Tomiki H., Kondo S., Takahashi I., Katsumata J. Instantaneous active and reactive power control of PWM converter by using switching table. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1996, vol. 116, no. 2, pp. 222-223. doi: 10.1541/ieejias.116.222.
- Idir A., Kidouche M. Direct torque control of three phase induction motor drive using fuzzy logic controllers for low torque ripple. *Proceedings Engineering & Technology*, 2013, vol. 2, pp. 78-83.
- Boukhechem I., Boukadoum A., Boukelkoul L., Lebied R. Sensorless direct power control for three-phase grid side converter integrated into wind turbine system under disturbed grid voltages. *Electrical engineering & electromechanics*, 2020, no. 3, pp. 48-57. doi: 10.20998/2074-272X.2020.3.08.
- Mirecki A., Roboam X., Richardeau F. Architecture complexity and energy efficiency of small wind turbines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007, vol. 54, no. 1, pp. 660-670. doi: 10.1109/tie.2006.885456.

14. Tran D.-H., Sareni B., Roboam X., Espanet C. Integrated optimal design of a passive wind turbine system: an experimental validation. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2010, vol. 1, no. 1, pp. 48-56. doi: **10.1109/tste.2010.2046685**.
15. Cho Y., Lee K.-B., Song J.-H., Lee Y.I. Torque-ripple minimization and fast dynamic scheme for torque predictive control of permanent-magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, vol. 30, no. 4, pp. 2182-2190. doi: **10.1109/TPEL.2014.2326192**.
16. Chinchilla M., Arnaltes S., Burgos J.C. Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2006, vol. 21, no. 1, pp. 130-135. doi: **10.1109/TEC.2005.853735**.
17. Kim H.-W., Kim S.-S., Ko H.-S. Modeling and control of PMSG-based variable-speed wind turbine. *Electric Power Systems Research*, 2010, vol. 80, no. 1, pp. 46-52. doi: **10.1016/j.epsr.2009.08.003**.
18. Seyoum D., Rahman M.F., Grantham C. Terminal voltage control of a wind turbine driven isolated induction generator using stator oriented field control. *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2003. APEC '03. doi: **10.1109/APEC.2003.1179315**.
19. Bouafia A., Gaubert J.-P., Krim F. Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SvM). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010, vol. 25, no. 1, pp. 228-236. doi: **10.1109/TPEL.2009.2028731**.
20. Malinowski M., Kazmierkowski M.P., Trzynadlowski A. Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers. *Mathematics and Computers in Simulation*, 2003, vol. 63, no. 3-5, pp. 349-361. doi: **10.1016/S0378-4754(03)00081-8**.
21. Bouafia A., Gaubert J.-P., Krim F. Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier. *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Sep. 2008. doi: **10.1109/epemc.2008.4635347**.
22. Hussein M.M., Senjyu T., Orabi M., Wahab M.A.A., Hamada M.M. Load power management control for a stand alone wind energy system based on the state of charge of the battery. *2012 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon)*, Dec. 2012. doi: **10.1109/pecon.2012.6450352**.
23. Noguchi T., Tomiki H., Kondo S., Takahashi I. Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998, vol. 34, no. 3, pp. 473-479. doi: **10.1109/28.673716**.
24. Ohnuki T., Miyashita O., Lataire P., Maggetto G. Control of a three-phase PWM rectifier using estimated AC-side and DC-side voltages. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 1999, vol. 14, no. 2, pp. 222-226. doi: **10.1109/63.750174**.
25. Benbouhenni H., Boudjema Z. Comparative study between neural hysteresis, fuzzy PI, and neural switching table for an IM DTC control. *Proceedings of the World Congress on Engineering and Computer Science*, 2018, vol. 5.
26. Bouafia A., Krim F., Gaubert J.-P. Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output voltage regulation. *Energy Conversion and Management*, 2009, vol. 50, no. 1, pp. 6-13. doi: **10.1016/j.enconman.2008.09.011**.

Received 05.09.2020

Accepted 19.10.2020

Published 24.12.2020

Ryma Lebled¹, Ph.D.,
Rachid Lalalou¹, Doctor of Electrotechnical,
Hocine Benalla², Doctor of Electrotechnical, Professor,
Khalil Nebti², Doctor of Electrotechnical,
Ismail Boukhechem¹, Ph.D.,

¹ Electrotechnical Laboratory Skikda (LES),
University 20 August 1955,
Department of Electrical Engineering,
26 Road El Hadaiek 21000, Skikda, Algeria.

² Electrical Engineering Laboratory of Constantine, LEC,
Department of Electrical Engineering,
University of Constantine 1, 25000 Constantine, Algeria.
e-mail: r.lebled@univ-skikda.dz; rlalalou@yahoo.fr;
benalladz@yahoo.fr; idor2003@gmail.com;
sameu25@gmail.com

РОЗОВ ВОЛОДИМИР ЮРІЙОВИЧ

(до 75-річчя з дня народження)

26 листопада 2020 року виповнюється 75 років з дня народження та 50 років наукової діяльності відомому вченому у галузі електротехніки та електроенергетики, директору Державної установи «Інститут технічних проблем магнетизму НАН України», завідувачу відділу фізики і техніки магнітних явищ, доктору технічних наук, професору, члену-кореспонденту НАН України Розову Володимирі Юрійовичу.

Після закінчення у 1968 р. електроенергетичного факультету Харківського політехнічного інституту працював у НДІ Харківського електромеханічного заводу. З 1976 р. подальша трудова діяльність і життєва доля В.Ю. Розова нерозривно пов'язані з Харківським відділенням ВНДІ Електромеханіки — головної наукової установи в колишньому СРСР зі створення «маломагнітного» корабельного електрообладнання, де він пройшов шлях від старшого наукового співробітника (1976 р.) до директора (з 1988 р.). У 1992 р. установа під керівництвом В.Ю. Розова була включена до системи АН України і реорганізована у Відділення магнетизму Інституту електродинаміки, а в 2013 р. завдяки розвитку кадрового потенціалу, експериментальної бази і наукової тематики та забезпеченню світового рівня наукових досліджень з вирішення фундаментальних проблем магнетизму технічних об'єктів — перетворена в Інститут технічних проблем магнетизму НАН України.

Свою наукову діяльність В.Ю. Розов розпочав в 1971 році з досліджень методів управління тиристорними перетворювачами. Результати цих досліджень впроваджені при створенні систем управління джерелами живлення термоядерної установки «ТОКАМАК-10», склали наукову основу розробки напівпровідникових перетворювачів систем розмагнічування кораблів ВМФ та кандидатської дисертації.

З 1988 року наукова діяльність В.Ю. Розова пов'язана з вирішенням проблем управління магнітним полем. Під його науковим керівництвом створено наукові основи управління магнітним полем кораблів, транспортних засобів, космічних апаратів. Результати цих робіт дозволили вперше створити вітчизняний комплекс магнітного захисту кораблів протимінної оборони (ПАТ «ЦКБ «Шхуна», м. Київ), розробити та впровадити у серійне виробництво серію унікальних перетворювачів для живлення систем розмагнічування кораблів (ВАТ «Завод «Перетворювач», м. Запоріжжя), розробити основні елементи магнітних систем управління вітчизняних космічних апаратів (ДП «КБ «Південне» м. Дніпропетровськ). Зазначені роботи склали основу докторської дисертації.

З 2002 р. наукова діяльність Розова В.Ю. була спрямована на безпосереднє вирішення технічних проблем магнетизму. Ним узагальнено теорію магнетизму

різних класів технічних об'єктів (кораблів, бронетехніки, трубопроводів, космічних апаратів, електроенергетичного обладнання та електромереж) та започаткований новий науковий напрям «магнетизм технічних об'єктів», створена однойменна наукова школа, де підготовлено 2 доктори та 7 кандидатів технічних наук. Отримано принципово нові результати світового рівня, що опубліковані в 170 наукових працях та впроваджені в оборонну і космічну галузі, паливно-енергетичний комплекс та медичну екологію. Вони склали наукову основу технологій виробництва корабельного електрообладнання в «маломагнітному» виконанні та промислових технологій з забезпечення магнітних характеристик вітчизняних космічних апаратів Мікрон, СІЧ-2, EgyptSat-1, розробок методів та засобів зменшення зовнішнього магнітного поля електроенергетичних об'єктів з метою захисту населення від його негативної дії.



Під керівництвом В.Ю. Розова забезпечено суттєвий розвиток кадрового потенціалу та дослідної бази установи, який склав основу для її перетворення в 2013 році в академічний інститут. Експериментальна база інституту — його унікальний Магнітодинамічний комплекс став науковим об'єктом національного надбання і зараз забезпечує світовий рівень фундаментальних досліджень магнетизму технічних об'єктів та є складовою частиною промислової технології забезпечення магнітних характеристик вітчизняних космічних апаратів.

Сьогодні під науковим керівництвом і за безпосередньою участю В.Ю. Розова тривають дослідження, спрямовані на подальший розвиток наукових основ магнетизму технічних об'єктів, вирішення проблем магнітного керування орбітальними космічними апаратами, проблем зменшення електромагнітного впливу об'єктів електроенергетики на людину та довкілля.

В.Ю. Розов також веде значну науково-організаційну роботу. Він є членом бюро Відділення фізико-технічних проблем енергетики НАН України, членом секції енергетики Комітету з Державних премій України в галузі науки і техніки, членом спеціалізованих вчених рад Д 64.050.17 та Д 64.050.04 із захисту дисертацій, заступником головного редактора журналу «Електротехніка і електромеханіка», членом редколегії журналу «Технічна електродинаміка», керівником секції «Електромагнітне поле об'єктів електроенергетики. Проблеми моделювання, вимірювання та нормалізації» Наукової ради НАН України «Наукові основи електроенергетики».

Коллективи Інституту технічних проблем магнетизму НАН України та Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут», редакція журналу «Електротехніка і електромеханіка» сердечно вітають Володимира Юрійовича з ювілеєм та бажають міцного здоров'я, благополуччя, довгих років плідної наукової праці, нових творчих успіхів.

КАФЕДРА «ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ»
НТУ «ХАРКІВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ» 100 РОКІВ
21 січня 1921 року – 21 січня 2021 року

У різні часи університет, до якого входить кафедра електричних машин, мав різні назви і, відповідно, вона народилася й працювала в Харківському технологічному інституті, з 1929 року – в Харківському політехнічному інституті, з 1930 року – в Харківському електротехнічному інституті, з 1949 року знов в Харківському політехнічному інституті, з 1994 року – в Харківському державному політехнічному університеті, з 2000 року і по теперішній час – в Національному технічному університеті «Харківський політехнічний інститут» (НТУ «ХПІ»).

В межах зазначених структур кафедра теж змінювала «прописку»: 21 січня 1921 р. в Технологічному інституті відкрився електротехнічний факультет. Кафедра народилася і почала працювати разом із ним в один день. Першим деканом факультету став вчений-практик, ерудит, засновник наукової школи в галузі електротехніки України професор П.П. Копняєв. Він же очолив і кафедру електричних машин.

В 1951 році електротехнічний факультет розділено на електромашинобудівний та електроенергетичний факультети, і кафедра увійшла до факультету, який був названий фактично на її ім'я.

В 2018 році при реструктуризації університету створено Навчально-науковий інститут енергетики, електроніки та електромеханіки (Е-інститут), і кафедра електричних машин разом із ще шістьма кафедрами відповідного профілю опинилися у ньому.

На тлі усіх змін кафедра от вже 100 років залишається кафедрою електричних машин.

Періоди життя різних навчальних установ багато у чому визначаються керівниками та їхніми командами, які діяли у ці періоди: для інституту або університету – це директор або ректор, для факультету – це декан, для кафедри – це завідувач.

У цьому сенсі кафедра електричних машин за сторіччя прожила сім періодів, у які нею керували сім завідувачів: професори Копняєв Павло Петрович (1921–1930 рр.), Штурман Григорій Ісайович (1930–1933 і 1945–1950 рр.), Скоморохов Олександр Олександрович (1933–1941 рр.), Рогачов Іван Сергійович (1950–1970 рр.), Яковенко Василь Олександрович (1970–1989 рр.), Осташевський Микола Олександрович (1989–2004 рр.) і Міліх Володимир Іванович (з 2004 р. і дотепер).

Таким чином, вся столітня історія кафедри пролягла між першим і сьомим завідувачами, які представлені на світлинах.

Якщо порівнювати кафедри НТУ «ХПІ», то наша кафедра має доволі велике хазяйство, яке було закладено ще за часів П.П. Копняєва. Загальна площа її приміщень становить 940 кв.м, у тому числі – 600 кв.м займають навчальні лабораторії та аудиторії.

Значним є і перелік приміщень кафедри: Великий лабораторний зал, лабораторія мікромашин, комп'ютерний клас, науково-дослідна лабораторія з випробувальним стендом, генераторна станція, майстерня із електрообладнанням для ремонтних робіт, кабінет завідувача кафедри, дві кімнати викладачів, три навчальні аудиторії, кімната навчально-допоміжного персоналу (канцелярія), комерційна для обладнання та матеріалів, інші допоміжні приміщення.

Головне призначення кафедри електричних машин, як і інших кафедр університету, – навчати студентів і підготовлювати фахівців до праці в різних сферах економіки і науки України та зарубіжжя.

У цьому сенсі нашим головним профілем є спеціалізація – електричні машини (*генератори та двигуни*), які мають надзвичайно широке розповсюдження. До нашої уваги належать також *трансформатори*, які у кількісному вираженні мають ще більше застосування. Немає жодної галузі промисловості, сільськогосподарства, транспорту, де б не працювали електричні машини і трансформатори різних розмірів і потужностей.

Натепер кафедра електричних машин входить до галузі знань 14 «Електрична інженерія» і, більш вузько – до спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». І вже тут кафедра профілює спеціалізацію «Електричні машини» у межах освітньої програми «Електромеханіка».

Команда, або колектив кафедри електричних машин величина не постійна – час від часу змінюється. До складу науково-педагогічних працівників кафедри, що прийшовся на ювілейний рік, входять: завідувач кафедри д.т.н., проф. Міліх Володимир Іванович; професор, к.т.н. Шевченко Валентина Володимирівна; доценти, к.т.н. Дунев Олексій Олександрович; Єгоров Андрій Володимирович (заступник завідувача кафедри); Масленніков Андрій Михайлович, Шайда Віктор Петрович; Юр'єва Олена Юріївна, ст. викладачі Шилкова Лариса Василівна та Потоцький Дмитро Васильович.

Основними напрямками наукової діяльності кафедри є розвиток теорії, науково-методичних основ та створення практичних рекомендацій щодо удосконалення електричних машин різних типів для підвищення їхнього технічного рівня, енергоефективності



Перший завідувач кафедри електричних машин П.П. Копняєв



Чинний завідувач кафедри електричних машин В.І. Міліх

та надійної роботи в різноманітних електроприводах та електроенергетичних системах.

Разом з вже представленими завідувачами кафедри її наукові школи розвивали професори, д.т.н. В.Я. Елксніс, Ю.Д. Новиков, В.П. Толкунов; професори, к.т.н. В.М. Іваненко, В.В. Шевченко і В.Д. Юхимчук, д.т.н. В.В. Наній, доценти, к.т.н. Б.О. Єгоров, В.Г. Любарцев, В.А. Макаренко, І.С. Щукін та інші.

У кафедрі завжди були надійні партнери – провідні електромашинобудівні підприємства Харкова та країни – ДП «Завод «Електроважмаш», АТ «Електромашина», ДП «ХАКБ», ТОВ «ХЕМЗ», ТОВ НВО «Вертикаль», ТОВ «СКБ Укрелекромаш», ТОВ НВК «Спеценергосервіс», ТОВ «Укртехнологіясервіс», ПАТ «Електромотор», ТОВ «Фірма «ТЕТРА, LTD», Завод «Укрелектроремонт», Маріупольській металургійний комбінат ім. Ілліча, Дніпропетровський агрегатний завод, а також Магдебурзький університет Отто фон Геріке (Німеччина).

Перший випуск студентів кафедри відбувся у 1924 році. У подальшому за сторіччя підготовлено понад 3000 інженерів для України та СРСР, і понад 110 – для Європи, Азії, Африки, Північної та Південної Америки.

Випускники кафедри займали державні посади, серед яких: Борисенко М.І. – голова Комітету з енергетики та електроніки СРСР; д.т.н., проф. Заслужений діяч науки і техніки РРФСР Бертінов А.Й. – начальник Технічного управління, голова Технічної ради Наркомату електротехнічної промисловості СРСР; к.т.н. Борушко В.С. – заступник Міністра електротехнічної промисловості СРСР; дек.н. Белоус М.П. – начальник обласного управління промисловості, транспорту і зв'язку Харківської обласної адміністрації, генеральний директор науково-виробничого об'єднання «Укрелектромаш» (Харків).

Ряд випускників стали головними інженерами, головними конструкторами, головними технологами, генеральними директорами, начальниками відділів й інших структур підприємств електромашинобудівної та інших галузей. Велика когорта захистила кандидатські та докторські дисертації, стали доцентами, професорами та завідувачами кафедр, у тому числі кафедри електричних машин ХПІ (Штурман Г.І., Рогачов І.С., Яковенко В.О., Мілих В.І.). Багато випускників нагороджені орденами і медалями, державними почесними знаками.

Серед наших випускників можна виділити таких керівників високого рангу: Бендіков Л.Я. – директор Харківського електротехнічного інституту, директор заводу «Уралелектротяжмашина» (Свердловськ); Грінченко М.Г. – директор Науково-дослідного інституту «Електроважмаш»; Калініченко С.П. – д.т.н., проф., директор Спеціального конструкторського бюро «Електробур» (Харків); Барський В.О. – д.т.н., проф., головний конструктор – голова Правління Міжнародного консорціуму «Енергозбереження» (Харків); Борзяк Ю.Г. – к.т.н., головний інженер Харківського електромеханічного заводу, головний інженер Спеціального КБ ВО «Укрелектромаш»; Вареник А.Ф. – директор Харківського заводу «Електромашина», директор інституту «Укрдніпроелектро-

маш»; Ткаченко В.П. – к.т.н., заступник директора виробничого об'єднання «Укрелектроремонт», генеральний директор ВАТ «Потенціал» (Харків); Лапцевич Ф.Ф. – к.т.н., генеральний директор заводу «Укрелектромаш» (Харків); Бочаров В.Г. – директор, голова Наглядової ради ВАТ «Електромашина» (Харків); Іванов В.П. – директор, Голова правління Кримського електроремонтного заводу (Севастополь); Василенко С.О. – начальник НД і ПК відділення ДП «Завод «Електроважмаш», генеральний директор ТОВ «Емтеко інжиніринг груп»; Шевченко А.П. – головний інженер ДП «Завод «Електроважмаш»; Бондаренко В.Г. – генеральний директор ПАТ «Електромашина», Шахін Іссам (громадянин Лівану) – к.т.н., директор компаній «Зайнун» та «Огаріт»; Шуфані Саїд Таніос (громадянин Лівану) – засновник і директор компаній «Іташ», «Індастрі», «Варіант», має почесне звання «Заслужений працівник промисловості України»; Сергієнко С.А. – директор ТОВ «Харківський електромашинобудівний завод».

Видатні випускники кафедри отримали державне визнання: Красношарпа М.М. – лауреат Державної премії СРСР, Заслужений діяч науки і техніки УРСР, нагороджений воєнними і трудовими орденами і медалями; Явлинський Н.А. – лауреат Сталінської та Ленінської премій, нагороджений багатьма воєнними орденами; лауреати Державної премії України в галузі науки і техніки к.т.н. Черемісов І.Я., д.т.н., проф. Кузьмін В.В., Ракогон В.Г., д.т.н. Зозулін Ю.В., Грубой О.П. (має звання «Заслужений машинобудівник України»), к.т.н. Кобзар К.О., Вакулєнко О.М.



Великий лабораторний зал кафедри

Підтримують високий імідж кафедри і сучасні її студенти. З 2008 і до 2020 року у Всеукраїнських конкурсах студентських наукових робіт вони ставали переможцями 83 рази і посіли 37 перших, 28 других і 18 третіх місць. У Всеукраїнській студентській олімпіаді вони вибороли в особистому заліку 14 призових місць (7 перших, 3 других та 4 третіх), у командному заліку відповідно 11 (7, 2, 2). Це одні з найкращих показників серед кафедр НТУ «ХПІ».

Завідувач кафедри
електричних машин НТУ «ХПІ»
Володимир МІЛИХ

Матеріали приймаються за адресою:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПИ", вул. Кирпичова, 21, м. Харків, 61002, Україна

Електронні варіанти матеріалів по e-mail: a.m.grechko@gmail.com

Довідки за телефонами: +38 050 653 49 82 Клименко Борис Володимирович

+38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович

Передплатний індекс: 01216

